60

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Hartmut Kuhnt

UKW-Station mit Halbleitern

Der praktische Funkamateur · Band 60

UKW-Station mit Halbleitern



HARTMUT KUHNT DM 2 CFL

UKW-Station mit Halbleitern



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 18. Dezember 1965

1.—10. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1966
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Sonja Topolov
Typografie: Günter Hennersdorf
Zeichnungen: Erich Böhm
Korrektor: Hans Braitinger
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam, A 62
1,90

Vorwort

Die vorliegende Broschüre soll dem interessierten Funkamateur helfen, halbleiterbestückte Empfangs- und Sendegeräte zu bauen. Sie wendet sich aber nicht nur an Funkamateure, sondern auch an Fernsteuer- und Elektronikamateure, die darin wichtige Hinweise für ihr Arbeitsgebiet finden.
Der Tradition „Des praktischen Funkamateurs" entsprechend wurde versucht, den Stoff möglichst ohne komplizierte theoretische Abhandlungen praxisgerecht darzustellen. Jedoch werden beim Leser die Grundlagen der Transistortechnik vorausgesetzt, da es hierüber bereits eine Vielzahl guter Veröffentlichungen gibt.
Die Beschreibung der verschiedenen Geräte soll keine „Kochrezept"-Bauanleitung sein, sondern will dem eigenen Entwurf und Aufbau von ähnlichen Geräten Hilfe und Beispiel geben. Nicht zuletzt ist es Ziel dieser Broschüre, den Aufbau und Betrieb von leichten Funkgeräten zu fördern, um damit zu einer Belebung des 2-m- und des 70-cm-Amateurbandes beizutragen.
An dieser Stelle möchte ich all denen, die mit Rat und Hilfe an diesem Büchlein beteiligt waren, herzlich danken.

Zittau, im Dezember 1965 *Hartmut Kuhnt*
DM 2 CFL



Inhaltsverzeichnis

1. Die Vorteile von Halbleitern in Funksprechgeräten

Zwei günstige Eigenschaften des Transistors, seine Kleinheit und der geringe Stromverbrauch, haben sehr rasch zur Entwicklung transportabler, mit Halbleitern bestückter Funkgeräte geführt.
Zu Beginn dieser steilen technischen Entwicklung ließen die Eigenschaften der Halbleiter noch manchen Wunsch offen. Das kleine Gewicht und der geringe Stromverbrauch boten anfänglich nur Vorteile in einfachen NF-Verstärkern. Rauschen, geringe Stromverstärkung und Unstabilität waren die damaligen Hauptprobleme. Moderne Fertigungsverfahren beseitigten jedoch bald diese Mängel und brachten mit dem weiteren Vordringen des Transistors neue Probleme.
Die Forderung nach hohen Grenzfrequenzen und hoher Verlustleistung widersprechen einander. Das Hauptentwicklungsziel ist, beide Größen möglichst parallel in die Höhe zu treiben. Für Empfangsgeräte stehen bereits Transistoren zur Verfügung, die in vielen Eigenschaften den modernen Röhren überlegen sind.
So liegen die Rauschzahlen moderner VHF- und UHF-Transistoren heute so niedrig, daß sie im VHF-Gebiet mit der bekannten ECC 88 verglichen werden können und im UHF-Gebiet bereits bessere Werte als spezielle Röhren (EC 88) liefern.
Durch die niedrige Betriebsspannung und die winzige umgesetzte Leistung in einer Transistorstufe kann man Bauelemente mit kleiner zulässiger Betriebsspannung, geringer Verlustleistung und somit geringem Volumen einsetzen. Die dabei erreichbare Bauelementedichte ergibt ein geringes Gerätevolumen. Der Wegfall einer bedeutenden Wärmeentwicklung und die große Lebensdauer der Halbleiterelemente garantieren hohe Betriebssicherheit und geringe Störanfälligkeit der Geräte. Dieser Faktor findet bei kommerzieller Anwendung größte Beachtung.

Der Batteriebetrieb der Geräte ermöglicht ihren Einsatz an beliebigen Orten.
Diese Unabhängigkeit von äußeren Stromquellen gestattet es, mit dem Funkgerät den für weite Verbindungen günstigsten Geländepunkt zu besetzen. Besonders UKW-Geräte erfordern zum Erzielen großer Reichweiten hohe Standpunkte, die man aus transporttechnischen Gründen oft nur mit leichten Geräten erreichen kann.
Bei Notfällen oder Katastrophen können leichte transportable Funkgeräte die Verbindung zur helfenden Außenwelt ermöglichen, da es hierbei besonders auf schnelle Beweglichkeit und absolute Ortsunabhängigkeit ankommt.
Zu einem kompletten Funkgerät gehört auch eine entsprechende Antenne. Nur auf hohen Sendefrequenzen ist eine wirkungsvolle Abstrahlung der Sendeleistung über eine kleine handliche Antenne möglich. Deshalb eignen sich für derartige Geräte besonders die Ultrakurzwellen.
Wenn in dieser Broschüre der Schwerpunkt bei transportablen Geräten liegt, so deshalb, weil netzbetriebene Geräte hinreichend bekannt sein dürften, obgleich die Transistorisierung auch in netzbetriebenen Geräten Einzug hält und dort ebenfalls wesentliche Vorteile bringt.
Weil man bei transportablen Geräten meist mit einfacheren Antennen und Sendern geringer Leistung arbeiten muß, ist es günstig, den Aufwand auf der Empfängerseite hochzutreiben, da sich hier Gewicht und Energieverbrauch bei großen Empfängerempfindlichkeiten niedrighalten lassen. Die geringe Sendeleistung einer Transistorstation kann beim Verkehr zwischen gleichartigen Stationen durch höchste Empfindlichkeit des Empfängers der Gegenstation aufgewogen werden.
Deshalb wird im folgenden großer Wert auf die Eigenschaften des Empfängers gelegt.
Trotz aller Vorteile haften den Transistoren auch einige Nachteile an, wie Nichtlinearität der Eingangskennlinie, Temperatur-, Strom- und Spannungsabhängigkeit der Parameter, Empfindlichkeit gegen kurzzeitige Überlastung u. a.
Diese Nachteile werden durch die Vorteile beim Einsatz des Transistors aufgewogen und lassen sich durch Schaltungs-

maßnahmen in ihrer nachteiligen Wirkung eingrenzen bzw. auf ein erträgliches Maß herabsetzen.
Die folgende Beschreibung einer kompletten Kleinstation für 144 MHz gibt dem interessierten Amateur alle zum Aufbau einer ähnlichen Station notwendigen Unterlagen.
Eine Reihe weiterer, erprobter Halbleiterschaltungen bietet die Möglichkeit, Geräte für UKW nach eigenen Vorstellungen selbst zu entwickeln oder vorhandene Anlagen zu erweitern und zu modernisieren.

2. Leistungsfähige 145-MHz-Transistorstation

2.1. Forderungen an eine leistungsfähige Kleinstation

Die Belegung des 2-m-Bandes nimmt ständig zu, und somit steigen auch die Anforderungen an die Station. Besonders die Ansprüche an die Qualität der Empfänger erhöhen sich laufend. Will man also mit einer Station „konkurrenzfähig" bleiben, so muß man einen gewissen Aufwand treiben. Bei der beschriebenen Transistorstation bestand die Aufgabe, eine universell verwendbare Station zu schaffen, d. h., sie soll gleichermaßen als zweite Feststation (Auswärtsbetrieb) sowie als Contest- oder Mobile-Station geeignet sein.
Da man mit einer derartigen Station auch in die Nähe anderer starker Sender (Amateur-, Rundfunk- und Fernsehsender) gelangen kann, ist auf gute Selektion des Empfängers in jeder Beziehung (ZF-, Nah-, Weitab- und Spiegelselektion) zu achten.
Bei Transistorgeräten bereitet die Kreuzmodulation große Schwierigkeiten. Ausreichende Kreuzmodulationsfestigkeit geht aber oft auf Kosten maximaler Empfindlichkeit, so daß in dieser Hinsicht Kompromisse erforderlich sind.
Bei Verbindungen zwischen gleichartigen Stationen ist es zweckmäßig, wenn der Empfänger sehr empfindlich, d. h. rauscharm ist.
CW- bzw. SSB-Betrieb stellt an die Frequenzkonstanz von Sender und Empfänger hohe Anforderungen, so daß man die frequenzbestimmenden Oszillatoren meistens quarzgesteuert ausführt. Alle genannten Forderungen lassen sich mit einem Einfachsuper nicht erfüllen. Ein Doppelsuper dürfte als optimale Lösung anzusehen sein.
Die weitere Konzeption wird hauptsächlich von den vorhandenen oder im Handel erhältlichen Bauelementen bestimmt. Nicht zuletzt sollte man an das Gewicht des fertigen Geräts

denken. In Zukunft wird neben der Inputgrenze auch die Masse einer Station (z. Z. 3-kg- und 5-kg-Klasse beim BBT*) eine Rolle spielen.
Die Leistungsgrenze des Senders in einer tragbaren Station kann von den Batterien oder von den Daten der Endstufen-Transistoren bestimmt werden. Bei Portable-Einsätzen auf Bergen spielt die Leistung des Senders eine untergeordnete Rolle. Mit Ausgangsleistungen von 5 mW lassen sich bereits einige hundert Kilometer überbrücken. Dagegen benötigt man bei Mobile-Betrieb größere Leistungen, da durch die relativ einfache Antenne und infolge ihrer geringen Höhe keine übermäßigen Reichweiten erwartet werden können.
Will man die Station nur für kurzzeitigen Betrieb (Conteste) einsetzen, so genügt eine Stromversorgung aus Flachbatterien, die sich auch durch relativ geringes Gewicht und niedrigen Preis auszeichnen. Soll ein längerer Betrieb ohne Batteriewechsel gewährleistet sein, so sind Akkus vorteilhafter.
Damit die gewünschten elektrischen Werte (z. B. Stabilität und Abschirmung gegen Einstrahlungen auf den Zwischenfrequenzen) erreicht werden, ist eine stabile mechanische Ausführung erforderlich.
Es sollte auch stets, wie bei der beschriebenen Station, auf gute Formgebung geachtet werden, die ein technisches Gerät erst wirklich abrundet.

2.2. Empfänger

2.2.1. Vorstufen

Das von der Antenne kommende, schwache Signal wird von der Vorstufe verstärkt. Bekanntlich liefert jeder Transistor auch eine gewisse Rauschleistung. Ein für Vorstufen geeigneter Transistor soll eine große Verstärkung bei geringem zusätzlichem Rauschen ermöglichen. In den Datenblättern werden meist sogenannte Rauschfaktoren angegeben. Dazu gehört eine Angabe der Meßbedingungen (Arbeitspunkt, Frequenz,

*) Bayrischer Bergtag.

Generatorinnenwiderstand). Je niedriger sein Rauschfaktor, um so besser ist ein Vorstufentransistor.
Wer lieber mit Rauschangaben in kT_0 umgeht, kann die kT_0-Zahl in Rauschfaktoren (oder umgekehrt) wie folgt umrechnen

$$F/\mathrm{dB} = 10 \log Z/kT_0$$

F = Rauschfaktor in dB
Z = Rauschzahl in kT_0

Zum Vergleich sei gesagt, daß Rauschfaktoren von < 5 dB sehr gute Werte, Rauschfaktoren von 5 bis 10 dB gute bis brauchbare Werte für Vorstufen in tragbaren UKW-Geräten darstellen.
Außer in der Vorstufe entsteht natürlich auch in der Mischstufe ein Rauschanteil. Die von der Mischstufe abgegebene Rauschleistung ist meist mehrfach größer als die Rauschleistung einer Vorstufe. Damit sich das Mischrauschen auf das Gesamtrauschen wenig auswirkt, muß die Verstärkung der Vorstufe ausreichend groß sein. Bei Verwendung guter Transistoren (AF 106, AF 102, GF 133, GF 134) genügt eine Vorstufe, um die nötige Vorverstärkung zu erreichen.
Zwei Vorstufen vor der Mischstufe sind bei Verwendung von Transistoren, die auf 145 MHz nur noch eine geringe Verstärkung aufweisen, gerechtfertigt. Allerdings sind auch Verstärker mit zwei gut verstärkenden Vorstufen sinnvoll, wenn man die 2. Stufe in der Verstärkung regelbar ausführt.
Wird die Vorverstärkung bis zur Mischstufe zu groß, dann erhält man bei Einfall stärkerer Stationen leicht Kreuzmodulation in der Mischstufe, was den Empfang schwacher Stationen unter Umständen unmöglich macht.
Wie bei Röhren gibt es bei Transistoren auch bezüglich des minimalen Rauschens optimale Arbeitspunkte. Bei HF-Transistoren für den UKW-Bereich liegen diese bei Kollektorströmen $I_C = 0{,}5 \cdots 3$ mA je nach Typ und Frequenz.
Eingangsseitig muß der Transistor für geringstes Rauschen mit dem optimalen Rauscheingangsleitwert, der meist komplex ist, abgeschlossen werden. Dieser schaltungs- und typabhän-

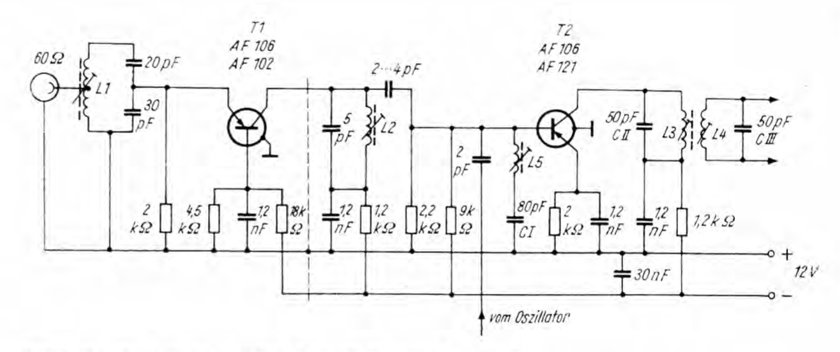


Bild 1 Schaltung einer Vorstufe in Basisschaltung mit Mischstufe

L1 = 5 Wdg., 1-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ⌀, Kern Manifer 210, Anzapfung nach 4 Wdg. vom kalten Ende

L2 = 4,5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ⌀, Kern Manifer 210

L3, L4 je nach ZF (mit C_{II} bzw. C_{III} Resonanz auf ZF)

L5 mit C_I auf ZF als Saugkreis abgestimmt

gige Wert ergibt meist keine Leistungsanpassung. Mit der sogenannten Zwischenbasisschaltung lassen sich jedoch sowohl Rausch- als auch Leistungsanpassung am Eingang realisieren. Der Einfachheit halber wird jedoch meist die Basisschaltung für Vorstufen angewendet, weil man damit die Stabilität der Stufe am besten beherrscht.
Bild 1 zeigt die Schaltung eines einfachen Eingangsteils mit einer Vorstufe in Basisschaltung. Bei Verwendung guter Vorstufentransistoren lassen sich hiermit Rauschzahlen von **3** bis **4** kT_0 erreichen. Der Vorkreis ist auf Grund der Bedämpfung durch den niedrigen Eingangswiderstand der Vorstufe sehr breitbandig. Ein Zwischenkreis bringt gegenüber einem Bandfilter weniger Selektion, dafür aber mehr Verstärkung. Etwas bessere Ergebnisse sind mit der in Bild 2 dargestellten Vorstufe in Zwischenbasisschaltung möglich.

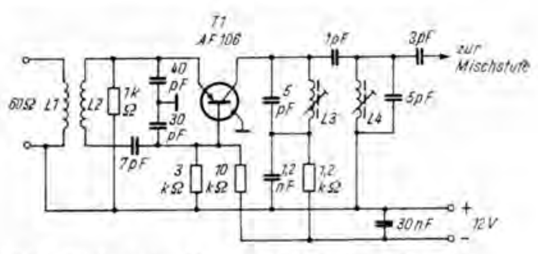


Bild 2 Schaltung einer Vorstufe in Zwischenbasisschaltung
L1 = 3 Wdg., 0,8-mm-CuLS, über L2
L2 = 7 Wdg., 1-mm-CuAg, auf Körper 7 mm ∅ ohne Kern
L3 = L4 wie L2 in Bild 1

Ein Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe bringt mehr Selektion und auch höhere Kreuzmodulationsfestigkeit. Bezüglich der Rauschzahl gilt das zu Bild 1 Gesagte.
Durch Verändern des Windungsabstands von L2 ist ein Abgleich möglich. L2 wird ohne T1 mit dem Griddipper auf etwas über **146** MHz abgeglichen.
Bild **3** zeigt die Schaltung eines Eingangsteils mit zwei Vorstufen in Basisschaltung.
Wird die erste Vorstufe mit einem guten UKW-Transistor

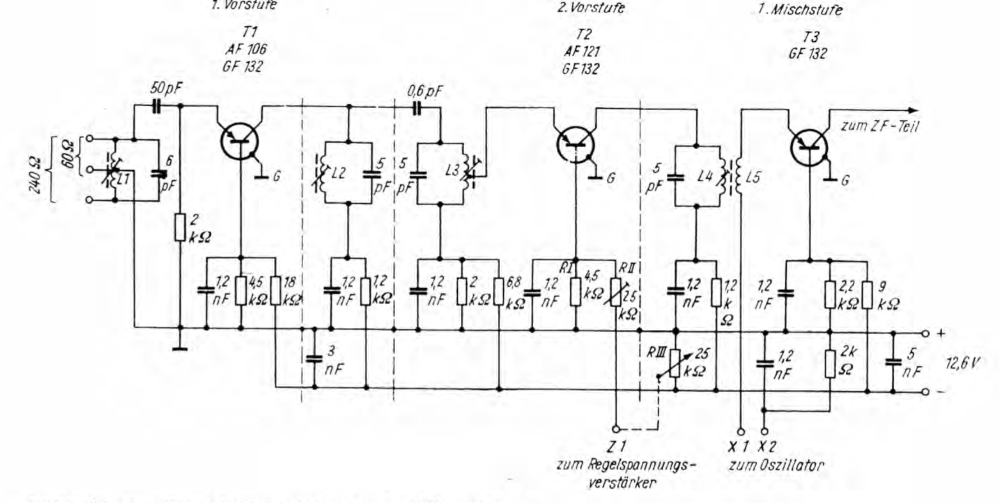


Bild 3 Leistungsfähige Eingangsschaltung mit zwei Vorstufen
L1 = 6 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ∅, Kern Manifer 210, Anzapfung nach 3 Wdg.
L2 = 4,5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ∅, Kern Manifer 210
L3 = 5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ∅, Kern Manifer 210, Anzapfung nach 2 Wdg. vom kalten Ende
L4 = 4 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ∅, Kern Manifer 210
L5 = 1,5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper von L4 (kalte Seite)

bestückt, dann ist es sinnvoll, die zweite Vorstufe regelbar auszuführen.
Die Anwendung mehrerer Kreise auf 145 MHz erhöht die Selektion. Die Kreise werden so abgestimmt, daß die Empfindlichkeit über das 2-m-Band konstantbleibt.
Mit einem AF 106 in der ersten Vorstufe und einem AF 121 in der zweiten Vorstufe sowie mit einem GF 132 in der Mischstufe wurde eine Rauschzahl von 3 kT_0 gemessen.
Bei Bestückung aller Stufen mit GF 132 ließen sich Rauschzahlen von 10 kT_0 erreichen, und ein Empfänger mit 10 kT_0 Empfindlichkeit ist in Verbindung mit einem schwachen Sender zur Überbrückung mittlerer Entfernungen (50 bis 100 km) von Bergen aus noch gut geeignet.
Sofern geeignetere Transistoren zur Verfügung stehen, kann der Empfänger leicht weiter verbessert werden.
Die praktische Ausführung der Schaltung nach Bild 3 wird in Bild 4 gezeigt. Zwischen den Stufen befinden sich Abschirmwände aus 0,3-mm-Blech. Durch den Aufbau der Schaltung auf einer Leiterplatte in gedruckter Schaltung ergibt sich gute mechanische Stabilität und geringe räumliche Ausdehnung (siehe auch „funkamateur“ 3/65, Seite 75–77).
Eine Regelung der zweiten Vorstufe ist bei Einsatz hochverstärkender Vorstufentransistoren erforderlich. Diese Regelung kann von Hand oder automatisch erfolgen.



Bild 4 Aufbau des Vorstufen- und Mischerbausteins nach Bild 3

Automatische Regelung dieser Stufe erreicht man, indem man den Anschluß Z1 von R_{II} mit dem Schleifer von R 12a des 455-kHz-ZF-Verstärkers verbindet.
R_{I} entfällt bei dieser Betriebsart.
Bei Handregelung dieser Stufe wird R_{II} mit dem Schleifer des erforderlichen Reglers R_{III} verbunden (gestrichelt dargestellte Verbindung). Verzichtet man auf eine Regelung dieser Vorstufe, so ist der Arbeitspunkt durch R_{II} so einzustellen, daß der Kollektorstrom von T2 1,2 mA beträgt.
Bei Regelung von T2 soll sein Kollektorstrom ohne Signal etwa 1 mA betragen. Mit Signaleinfall geht der Kollektorstrom von T2 je nach Signalstärke zurück und erreicht minimale Werte von einigen Mikroampere.
Hinsichtlich Kreuzmodulation und Veränderung der Durchlaßkurve bei Regelung ist eine aufwärtsgeregelte Stufe günstiger: Der Kollektorstrom nimmt bei stärker einfallenden Signalen durch die Regelung zu und verringert dabei die Stufenverstärkung. Hierbei ergeben sich günstigere Arbeitspunkte hinsichtlich des nichtlinearen Verhaltens des Transistors als bei Abwärtsregelung, und die frequenzbestimmenden Parameter bleiben konstanter.
Dazu sind jedoch spezielle Transistoren erforderlich (z. B. AF 109).

2.2.2. Oszillatoren und Mischer

Auf die Vorteile eines quarzstabilisierten ersten Oszillators wurde schon wiederholt hingewiesen.
Bei der im vorliegenden Fall angewendeten niedrigen zweiten ZF von 455 kHz ist ein Quarzoszillator unbedingt erforderlich, wenn man Wert legt auf reproduzierbare Einstellung und Stabilität während eines längeren QSO.
Da der erste Oszillator die erste ZF festlegt, sei zur Wahl seiner Frequenz folgendes gesagt:
Es ist zwar möglich, den ersten Oszillator über die Empfangsfrequenz von 145 MHz zu legen, aber die Erzeugung so hoher Frequenzen erfordert besonders gute Transistoren, und auch an die Mischtransistoren werden höhere Anforderungen gestellt.

Am günstigsten legt man dabei die Oszillator-Endfrequenz niedriger als die Empfangsfrequenz.

Die Erzeugung der ersten Oszillator-Endfrequenz soll nach Möglichkeit in einer, höchstens in zwei Stufen erfolgen. Der Frequenzfahrplan der Oszillator- und Vervielfacherstufe muß so beschaffen sein, daß keine Pfeifstellen durch Mischung dieser Frequenzen mit der Grundfrequenz und den Harmonischen des zweiten Oszillators entstehen. Selbstverständlich dürfen keine Harmonischen des ersten Oszillators in den Empfangsbereich des 2-m-Bandes fallen. Es ist also ratsam, einige Überlegungen anzustellen (doch nur zu oft bestimmt ein gerade greifbarer Quarz die Frequenz des ersten Oszillators). Am sinnvollsten dürfte es sein, die erste ZF in einen Bereich zu legen, wo wenig starke Kurzwellensender arbeiten. Der oft bevorzugte Bereich 28 bis 30 MHz bringt Schwierigkeiten bezüglich der Spiegelselektion auf dem Hauptempfangsbereich 144 bis 146 MHz, da die Selektion der Kreise auf 28 bis 30 MHz nicht groß und der Abstand Oszillator—Empfangsfrequenz wegen der niedrigen zweiten ZF relativ klein ist. Will man den Bereich 28 bis 30 MHz als erste ZF benutzen, so sollte man den gesamten Empfänger als Dreifachsuper arbeiten lassen, den Bereich 28 bis 30 MHz zuerst auf 3 MHz oder 1,7 MHz umsetzen und dann erst als letzte ZF 455 kHz verwenden.

Besitzt man einen geeigneten Reiseempfänger mit Kurzwellenbereich, so läßt sich dieser als Nachsetzer verwenden. Der Oszillator wird in diesem Fall für den Empfang des 2-m-Bandes auf dem Kofferradio dimensioniert. Die Hauptschwierigkeit besteht dann darin, das Kofferradio HF-dicht zu bekommen, so daß bei Empfang des 2-m-Bandes über den Konverter keine KW-Signale mehr in den Empfangsbereich fallen.

Für das beschriebene Gerät wurde eine erste Oszillatorfrequenz von 132 MHz gewählt, da ein zur Verfügung stehender Quarz von 8,8 MHz eine günstige Erzeugung dieser Frequenz ermöglichte. Damit ergibt sich eine erste ZF von 12 bis 14 MHz, die hinsichtlich der vorher genannten Gründe brauchbar erscheint. Bild 5 zeigt die Schaltung des 132-MHz-Oszillators. T1 schwingt auf 44 MHz. L1 kompensiert die Halterungskapazität

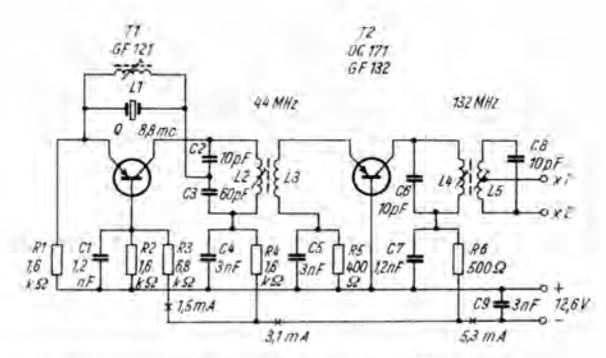


Bild 5 Schaltung des ersten Oszillators; Endfrequenz 132 MHz
L1 = 12 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper 6 mm ⌀, Kern Manifer 230
L2 = 12 Wdg., 0,6-mm-CuL, auf Körper 6 mm ⌀, Kern Manifer 230
L3 = 2 Wdg., 0,6-mm-CuL, auf Körper von L2 (siehe Bild 6)
L4 = 5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ⌀, Kern Manifer 210
L5 = 5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper 6 mm ⌀, Kern Manifer 210, Anzapfung X 1 eine Wdg. nach X 2
Abstand der Spulenachsen L5/L6 etwa 20 mm

des Quarzes, damit nur der Serienresonanzwiderstand des Quarzes zur Rückkopplung führt. L1 wird vor Inbetriebnahme des Oszillators mit Griddipper und angeschlossenem Quarz auf 44 MHz abgeglichen. Die Serienresonanz des Quarzes ergibt ebenfalls einen Dip. Fallen beide Resonanzstellen zusammen, dann ist dieser nicht sehr kritische Abgleich vollendet: Auch wenn die Resonanzfrequenz von L1 mit der Quarzhalterungskapazität nicht genau auf der erwarteten Schwingfrequenz liegt, arbeitet der Oszillator stabil.

Q1 wird auf der 5. Harmonischen erregt (mit modernen Quarzen gelingt es leicht, die 3. oder 5. Harmonische zu erregen). L2 gleicht man auf 44 MHz ab. Dieser Abgleich erfolgt bei angelegter Betriebsspannung. Der Oszillator schwingt in der Nähe von 44 MHz nur, wenn er durch den Quarz synchronisiert wird.

Schwingen des Oszillators erkennt man daran, daß dann im Verdreifacher T2 ein Kollektorstrom fließt.

L2 wird zuerst auf Kollektorstrommaximum von T2 abgeglichen und dann etwas nach der höher frequenten Seite (Kern

etwas herausdrehen) verstimmt. Dann arbeitet der Oszillator am stabilsten.
In Bild 5 sind zur Kontrolle die Ströme eingetragen; sie können als mittlere Richtwerte betrachtet werden.
Die Bilder 7 und 8 zeigen den praktischen Aufbau des ersten Oszillatorbausteins. L1 und L2 werden, um Kopplungen zu vermeiden, in einem gewissen Abstand voneinander oder mit versetzten Achsen montiert. Die Anordnung der Spulen L2/L3 auf dem Spulenkörper ist in Bild 6 schematisch dargestellt.

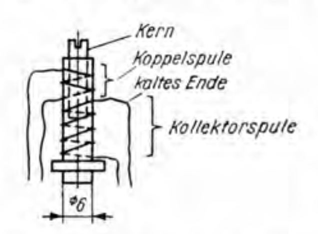


Bild 6
Spulenaufbau für den ersten Oszillator und für die Senderstufen

Mittels Abgleichkerns, der durch L3 hindurchreicht und in L2 eintaucht, wird eine feste Kopplung beider Spulen erreicht. Durch geringfügiges Verändern der Windungszahl von L3 läßt sich der Kollektorstrom von T2 auf maximale Spannungsabgabe auf 132 MHz einstellen. Dabei ist jedoch darauf zu achten, daß die Verlustleistung von T2 nicht überschritten wird. Die Spulen des Bandfilters L4/L5 gleicht man mit angeschlossener Mischstufe des Eingangsbausteins ab. Zwischen

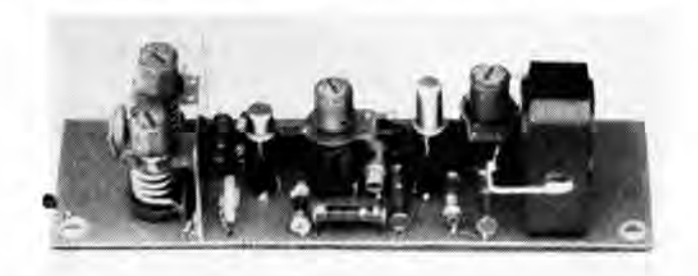


Bild 7 Aufbau des ersten Oszillators nach Bild 5

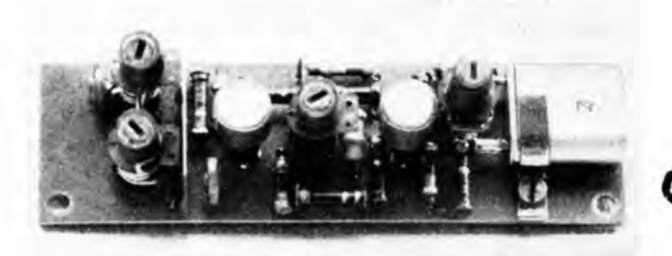


Bild 8 Aufbau des ersten Oszillators nach Bild 5, jedoch mit veränderter Quarz- und Transistorbestückung

Emitter und Basis des Mischtransistors werden mindestens 80 mV, besser 100 bis 150 mV, Oszillatoramplitude auf 132 MHz benötigt.
Durch Verändern des Abstands zwischen L4 und L5 sowie der Anzapfung an L5 läßt sich die gewünschte Oszillatoramplitude einstellen. Bei der Verbindung zwischen Mischstufe und Oszillatorbaustein muß man auf kürzeste Leitungsführung (< 15 mm) und genügend starke Verbindungsdrähte (CuAg, Durchmesser 1 mm) achten, damit der Spannungsabfall durch diese Verbindungsleitung nicht zu groß wird.
Bild 9 zeigt einen Oszillatorbaustein, dessen Schaltung ähnlich Bild 5 ist. In dieser Schaltung schwingt ein 24,45-MHz-Quarz

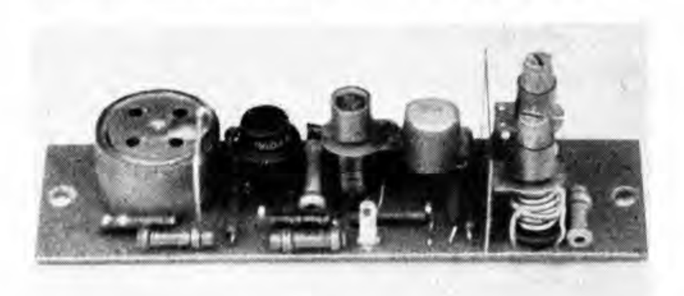


Bild 9 Oszillatorbaustein für 122,25 MHz Endfrequenz

auf seiner Grundwelle (ohne Kompensation der Halterungskapazität durch L1) und ergibt nach Verfünffachung durch T2 eine Endfrequenz von 122,25 MHz. Die Amplitude auf 122,25 MHz ist zur Mischung gerade noch ausreichend. An der Mischstufe wurde eine Amplitude von etwa 80 mV auf 122,25 MHz gemessen. Selbstverständlich sind für diese Frequenz die Spulen entsprechend anders zu dimensionieren. Der Baustein für die erste ZF muß in diesem Fall für den Empfangsbereich von etwa 21,75 bis 23,75 MHz ausgelegt sein (ähnlich wie in „funkamateur" 4/65, Seite 124).
Die Einspeisung der Oszillatorfrequenz in die Mischstufe kann auf verschiedene Arten erfolgen.
Bei Anwendung von nur einer Vorstufe ist darauf zu achten, daß das Eingangssignal durch die Einkopplung des Oszillatorsignals nicht nennenswert vermindert wird.
Wie in Bild 1 gezeigt wird, läßt sich dies durch eine Ankoppelkapazität des Oszillators erreichen. Allerdings muß dabei eine große Oszillatoramplitude zur Verfügung stehen. Bei der in Bild 2 gezeigten Einkopplung des Oszillatorsignals fließt ein Teil des Eingangssignals in die Mischstufe ab. Dieser Effekt stört jedoch auf Grund der reichlichen Vorverstärkung nicht weiter.
Eine Mischstufe in Basisschaltung (Bild 2) ist unkritischer im Aufbau, bringt aber gegenüber der Emitterschaltung (Bild 1) weniger Mischverstärkung.

2.2.3. Baustein für die erste ZF

Die erste ZF wird durchgestimmt. Zur Realisierung ausreichender Spiegelfrequenzselektion wurden drei Kreise außer dem Oszillatorkreis abstimmbar ausgeführt. Dieser Baustein ist, wenn man vom Abgleich ausgeht, der schwierigste Teil der ganzen Station.
Bild 10 zeigt die Schaltung dieser Baugruppe. Das Signal der ersten Mischstufe gelangt mittels Anschluß **Y** über ein durchstimmbares Bandfilter zur ersten ZF-Vorstufe T1. Die aus L1, L2, L3 sowie den zugehörigen Kapazitäten gebildeten Kreise werden gleichzeitig durchgestimmt und bestimmen die

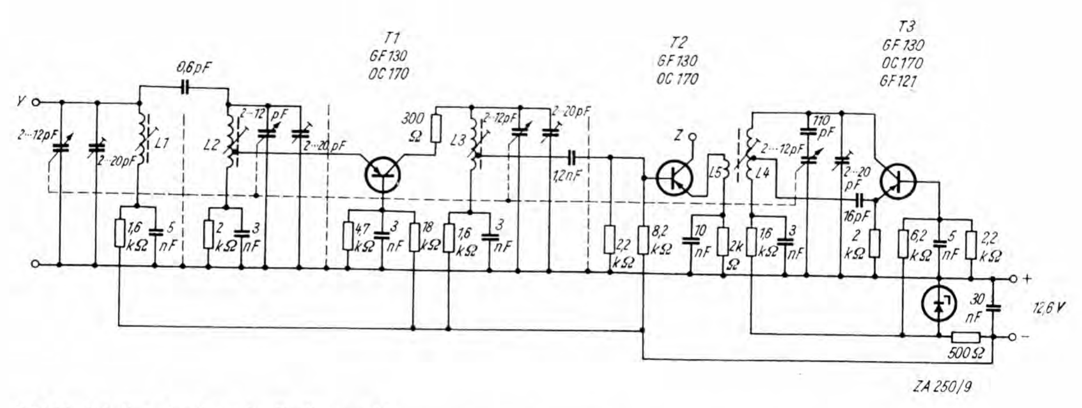


Bild 10 Schaltung des Bausteins für die erste ZF
L1 = 26 Wdg., 0,25-mm-CuLS, auf Körper 6 mm ∅, Kern Manifer 230; ∅ 3,5 mm, 10 mm lang
L2 wie L1, Anzapfung nach 1 Wdg., vom kalten Ende
L3 wie L1, Anzapfung nach 2. Wdg., vom kalten Ende
L4 wie L1, Anzapfung nach 6. Wdg., vom kalten Ende
L5 = 1 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf das kalte Ende von L4 gewickelt

Selektion im Bereich der ersten ZF. Der schaltungstechnische Aufwand mag auf den ersten Blick hoch erscheinen, doch bei Verwendung entsprechender Bauelemente fällt der praktische Aufbau relativ klein aus.
T1 arbeitet in Basisschaltung. Dadurch wird in Verbindung mit dem in Reihe mit dem Kollektor liegenden Widerstand eine große Stabilität der Stufe erreicht. Da es hier nicht auf Verstärkung, sondern auf Selektivität ankommt, liegen die Anzapfungen an L2 und L3 sehr tief, so daß die Kreise durch die Transistorleitwerte nur wenig bedämpft werden.
Der Oszillator mit T3 schwingt jeweils über der Empfangsfrequenz im Bereich 12,455 bis 14,455 MHz.
Beim Betrieb des Bausteins aus Batterien (z. B. 3 Flachbatterien in Reihe) ist es nötig, die Spannung für den Oszillator durch eine Zenerdiode zu stabilisieren. Werden zur Stromversorgung dagegen Bleiakkus verwendet, so kann man auf eine Spannungsstabilisierung verzichten, weil Bleiakkus nicht nur einen sehr niedrigen Innenwiderstand haben, sondern ihre Spannung auch nur in geringem Maße vom Ladezustand abhängt.
Der niederohmige Basisspannungsteiler und der große Emitterwiderstand von T3 garantieren eine gute Stabilität des Arbeitspunkts bei Temperaturänderungen. Bei hohen Anforderungen an die Stabilität der eingestellten Empfangsfrequenz (SSB- und CW-Empfang) empfiehlt es sich, den Oszillator mit T3 beim Senden nicht abzuschalten, sondern durchlaufen zu lassen.
T2 arbeitet als fremdgesteuerte Mischstufe in Emitterschaltung. Der Anschluß Z wird über eine abgeschirmte Leitung mit dem ersten Filter des 455-kHz-ZF-Bausteins verbunden. Bild 11 zeigt den praktischen Aufbau des in Bild 10 dargestellten ersten ZF-Teiles.
Der Doppeldrehko links im Bild stimmt das mit L1 und L2 gebildete Bandfilter ab. Die zu einem Kreis gehörenden Elemente (Spule, Trimmer, Drehkondensator) wurden jeweils dicht zusammen montiert. Sie sind von den anderen Kreisen durch Abschirmungen, die teils aus Blechwänden, teils aus den Drehkondensatoren selbst gebildet werden, entkoppelt.

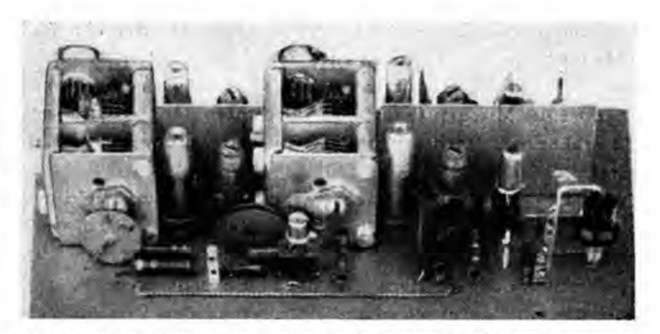


Bild 11 Vorderansicht des Bausteins für die erste ZF (12 bis 14 MHz)

In der Mitte vor dem zweiten Doppeldrehko ist die Vorstufe mit T1 untergebracht. Rechts im Vordergrund befinden sich die Mischstufe und der mit L3 gebildete Zwischenkreis, dahinter erkennt man den Oszillator mit T3. Wie in der Zeichnung angedeutet, befinden sich zwischen den Stufen Abschirmwände. Diese bestehen aus 0,3-mm-Ms-Blech und sind mit der Masseanschlußfläche der Leiterplatte verlötet. Die rechts erkennbare Leistungszenerdiode wurde später durch die in Bild 10 angegebene Zenerdiode ersetzt.
Infolge Fehlens einer enganliegenden Abschirmung erreichen die Spulen höhere Gütewerte und ermöglichen in Verbindung

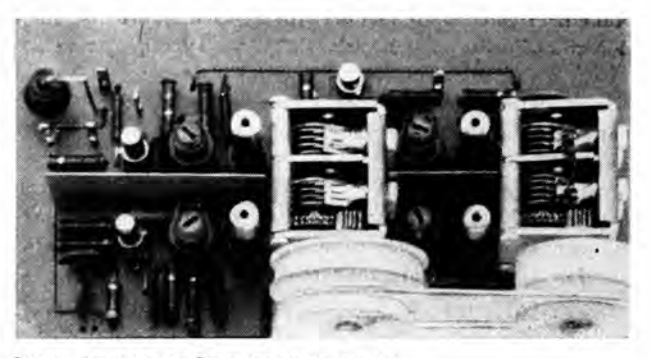


Bild 12 Draufsicht des Bausteins für die erste ZF

mit den verlustarmen Styroflexrohrtrimmern und den lose angekoppelten Transistoren gute Selektionswerte.
Bild 12 zeigt in Draufsicht den ersten ZF-Baustein. Links oben ist die Mischstufe mit T2, links unten der Oszillator mit T3 erkennbar. Rechts befindet sich das abstimmbare Bandfilter.
Die Doppeldrehkondensatoren (aus UKW-Rundfunktuner z. B. „Stern 3") werden gleichzeitig angetrieben. Zwei gleich große Seilscheiben von etwa 25 mm Durchmesser auf den Wellenenden der Drehkos sind durch ein Seil verbunden und ermöglichen das gleichzeitige Bewegen beider Drehkoaggregate. Der äußere Antrieb erfolgt dabei auf der Seilscheibe des Oszillators. Das eventuell mögliche Spiel zwischen beiden Doppeldrehkos ist infolge des großen Drehwinkels der Wellen von 540° so gering, daß es keinen negativen Einfluß auf den Gleichlauf der Kreise nehmen kann. Gegenüber einem (nicht immer ganz einfach zu beschaffenden) 4fach-Drehko hat die angewendete Anordnung den Vorteil guter elektrischer Entkopplung.
Nimmt man eine geringe Spiegelfrequenzdämpfung in Kauf, dann läßt sich der erste ZF-Baustein wesentlich vereinfachen: Man verzichtet auf die erste Vorstufe sowie auf das abgestimmte Bandfilter und verbindet den Kollektor der Mischstufe des Eingangsbausteins direkt mit dem heißen Punkt von L3.
Außerdem vereinfacht sich der Abgleich des Bausteins. Unter diesen Bedingungen läßt sich wieder an Selektion gewinnen, wenn man nicht sofort auf 455 kHz umsetzt, sondern noch eine weitere Stufe mit einer ZF von 1,7 MHz oder 3 MHz dazwischenschaltet, um den Empfänger zum Dreifachsuper zu erweitern.
Die zuletzt gezeigte Lösung ist vor allem dann sinnvoll, wenn man einen Koffersuper als Nachsetzer bzw. als ZF-Verstärker einsetzen will. Alle diese Hinweise sollen den Interessierten den für ihn am besten gangbaren Weg weisen.

2.2.4. Baustein für die zweite ZF, den BFO und den Produktdetektor

Das vom Baustein für die erste ZF kommende ZF-Signal von 455 kHz wird über den Anschluß Z dem in Bild 13 gezeigten Baustein zugeführt und weiterverarbeitet.
Neben entsprechender Verstärkung ist der zweite ZF-Verstärker für die Nahselektion „verantwortlich".
Zur Selektion tragen vor allem die von L1 bis L5 und den entsprechenden Kapazitäten gebildeten Kreise bei.
T1 wird als geregelte ZF-Stufe betrieben.
Er erhält seine Basisspannung im wesentlichen vom Regelspannungsverstärker T3 und führt bei schwachen Eingangssignalen seinen höchsten Kollektorstrom. Dabei fällt über R6 eine Spannung ab, die die Dämpfungsdiode D1 in Sperrichtung vorspannt, so daß ihr differentieller Widerstand im nicht geregelten Zustand groß ist. Dadurch wird der erste Bandfilterkreis nicht bedämpft.
Bei starken Eingangssignalen sinkt die Basisspannung von T1. Während sich dabei sein Kollektorstrom verringert, fällt auch seine Verstärkung. Durch den nun verringerten Spannungsabfall über R6 wird D1 vom Sperr- in das Durchlaßgebiet gesteuert, so daß sie infolge ihres geringen differentiellen Widerstands nun durch Dämpfung des ersten Bandfilterkreises mit zur Regelung beiträgt.
Eine dabei auftretende geringe Vergrößerung der Bandbreite des ZF-Verstärkers ist nicht störend.
Die Schaltung des Verstärkers für die zweite ZF entspricht im wesentlichen dem des Autosupers A 100.
Durch entsprechende Auslegung der Bandfilter und durch die Verwendung von hochverstärkenden diffusionslegierten Transistoren kommt der Verstärker ohne zusätzliche Neutralisation aus. Hinter der Demodulatordiode D2 entnimmt man das NF-Signal. Gleichstrommäßig ist die Demodulatordiode mit der Basis des Regelspannungsverstärkers T3 verbunden. Im Kollektorkreis von T3 liegt ein Anzeigeinstrument als S-Meter. Mit dem Widerstand parallel zum S-Meter wird der Meßbereich des Instruments eingestellt. Damit der Meßbereich

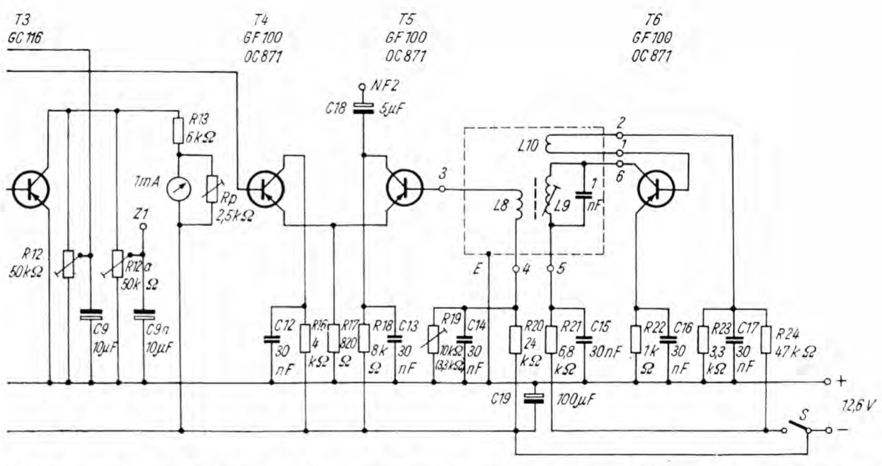


Bild 13a Schaltung des Verstärkers für die zweite ZF, des Regelspannungs- bzw. S-Meterverstärkers, des BF0 und des Produktdetektors

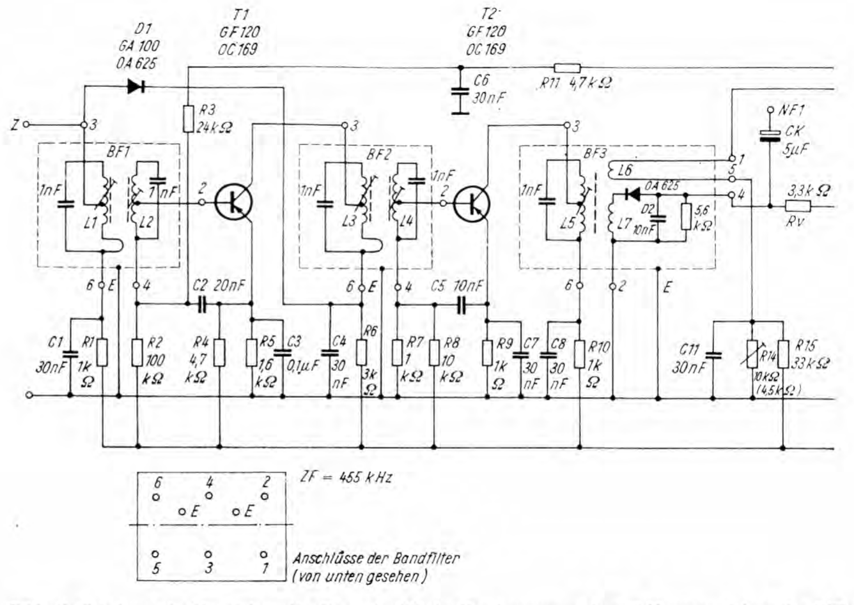


Bild 13b Schaltung des Verstärkers für die zweite ZF, des Regelspannungs- bzw. S-Meterverstärkers, des BFO und des Produktdetektors

nicht unnötig eingeengt wird, soll T3 einen geringen Kollektorreststrom besitzen.
Mit dem Einstellregler R 12 regelt man den Arbeitspunkt von T1 so ein, daß ohne Eingangssignal ein Kollektorstrom von etwa 0,8 mA fließt.
Vom Schleifer des Einstellreglers R 12a kann die Regelspannung für die zweite Vorstufe des Eingangsbausteins entnommen werden. Die Bandfilter BF1 und BF2 sind Originalbandfilter aus dem Autosuper A 100.
BF3 wird etwas verändert, um noch L6 (8 Wdg., 0,16-mm-CuLS) unterzubringen. L6 wickelt man über L5 und L7 und führt das 455-kHz-Signal dem Produktdetektor zu.
T6 arbeitet als BF0. Die Spulen L9 und L10 werden aus einem umgebauten Demodulatorfilter des „A 100" hergestellt. Nachdem man die nicht benötigten Bauelemente aus diesem Filter entfernt hat, bringt man über L9 bzw. L10 noch die Spule L8 (15 Wdg., 0,15-mm-CuLS) auf. Dann werden entsprechend der Schaltung die Spulenanschlüsse über die Lötstifte des Filters nach außen geführt. T5 arbeitet als Mischstufe des Produktdetektors.
Das HF-Signal wird vom Impedanzwandler T4 in den Emitter von T5 eingespeist. Über L8 gelangt das BF0-Signal an die Basis von T5. In der Basis-Emitter-Diode von T5 erfolgt die Mischung der CW- bzw. SSB-Signale mit der BF0-Frequenz. Am HF-mäßig geerdeten Kollektor von T5 kann das NF-Signal über C18 entnommen werden.
Die Einstellung der Arbeitspunkte von T4 und T5 erfolgt durch die Einstellregler R14 bzw. R19. In beiden Stufen soll jeweils etwa 1-mA-Kollektorstrom fließen.
R14 wird bei einfallendem A-3-Signal ohne BF0-Signal auf beste Unterdrückung der eventuell hörbaren Modulation eingestellt. R19 wird mit eingeschaltetem BF0 bei Einfall eines SSB-Signals auf geringste Verzerrung abgeglichen. Beide Einstellvorgänge sind mehrfach zu wiederholen, da sie sich in ihrer Wirkung gegenseitig beeinflussen.
Nach dem Abgleich der Produktdetektorstufen können die Einstellregler durch Festwiderstände ersetzt werden (Klammerwerte gelten für das Mustergerät).

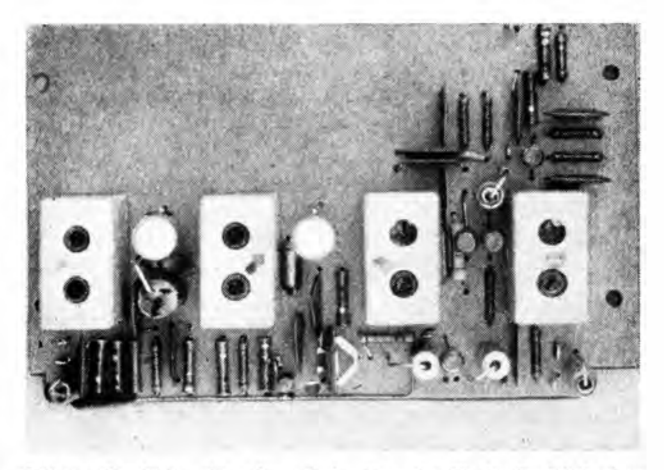


Bild 14a Draufsicht auf den Baustein für die zweite ZF, den Produktdetektor und den BFO

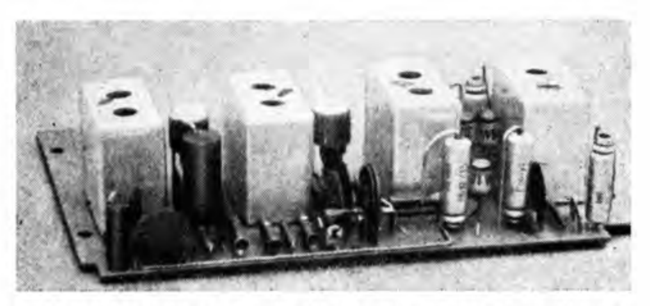


Bild 14b Vorderansicht des Bausteins für die zweite ZF, den Produktdetektor und den BFO

Den mechanischen Aufbau des gesamten Bausteins für die zweite ZF zeigen die Bilder 14a und 14b.

Die Reihenfolge der Stufen entspricht der Darstellung in Bild 13; d. h., von links nach rechts erkennt man BF1, BF2, BF3 und den Spulenaufbau für den BFO. Die ersten beiden Stufen sind mit OC 169 bestückt. Diese können gegen GF 120 oder ähnliche Drifttransistoren ausgetauscht werden. Selbst-

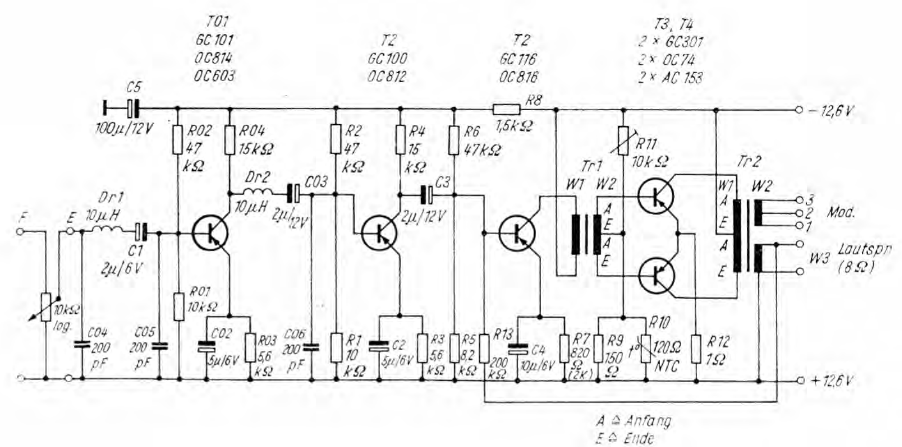


Bild 15 Schaltung des NF- und Modulationsverstärkers
Daten der NF-Übertrager

a) 500-mW-Variante
Tr1 E/I 30, Dyn.-Bl. IV, ohne Luftspalt, wechselseitig geschichtet
W1 3000 Wdg., 0,05-mm-CuL
W2 2×550 Wdg., 0,11-mm-CuL, bifilar
Tr2 E/I 30, Dyn.-Bl. IV, ohne Luftspalt, einseitig geschichtet
W1 2×210 Wdg., 0,15-mm-CuL, bifilar
W2 175 Wdg., 0,15-mm-CuL
W3 70 Wdg., 0,29-mm-CuL

b) 1200-mW-Variante
Tr1 E/I 30, Dyn.-Bl. IV, ohne Luftspalt, wechselseitig geschichtet
W1 1000 Wdg., 0,1-mm-CuL
W2 2×190 Wdg., 0,14-mm-CuL, bifilar
Tr2 E/I 42, Dyn.-Bl. IV; ohne Luftspalt, einseitig geschichtet
W1 2×150 Wdg., 0,3-mm-CuL, bifilar
W2 300 Wdg., 0,3-mm-CuL, Anzapfung nach 150 Wdg.
W3 66 Wdg., 0,5-mm-CuL
Die bifilar zu wickelnden Spulen werden nach dem Wickeln entsprechend dem Schaltbild verbunden

verständlich lassen sich für diesen Baustein auch andere Filter und Spulen verwenden. Allerdings ist darauf zu achten, daß man dabei möglichst die zu dem Filtertyp im Ursprungsgerät verwendeten Transistoren einsetzt, damit der Verstärker stabil und mit guter Selektion arbeitet.
Der Aufbau in gedruckter Schaltung ergibt ausgezeichnete mechanische Festigkeit und kurze Leitungsführung.
Bauelemente mit Drähten werden mit möglichst kurzen Anschlüssen auf der Platine befestigt, damit sie sich bei starken Erschütterungen nicht bewegen können (vibrierende Bauelemente brechen bei Fahrzeugbetrieb leicht weg).
Die NF-Ausgänge NF1 und NF2 führen jeweils über 250-kOhm-Einstellregler zu den Kontakten des Umschalters für A-3- bzw. CW/SSB-Betrieb, der sie je nach Betriebsart an den Lautstärkeregler des NF- und Modulationsverstärkers schaltet. Bei CW/SSB-Betrieb schaltet man außerdem die Betriebsspannung für den BFO ein.
Mit den 250-kOhm-Einstellreglern setzt man den NF-Pegel herab, damit der für Empfangsbetrieb zu hoch verstärkende NF-Verstärker nicht übersteuert wird.

2.3. NF- und Modulationsverstärker

Damit sowohl Kristallmikrofone als auch niederohmige Tauchspulmikrofone verwendet werden können, weist der in Bild 15 dargestellte NF-Verstärker eine große Gesamtverstärkung auf. Durch Verwendung großer Emitterwiderstände in den Vorstufen erreicht man eine gute Temperaturstabilität. Der Arbeitspunkt der Endstufe wird durch einen NTC-Widerstand stabilisiert. Der den Stufen T3 und T4 gemeinsame Emitterwiderstand arbeitet als Gegenkopplung und verbessert sowohl den Klirrfaktor als auch die Temperaturstabilität der Endstufe. R12 wird aus 0,12-mm-CuL-Draht auf einen hochohmigen $^1/_4$-W-Widerstand gewickelt.
An den Eingang F des Verstärkers kann man ein niederohmiges Tauchspulmikrofon direkt anschließen.
Wird ein Kristallmikrofon verwendet, so ist in Reihe zu diesem

ein Widerstand von 250 bis 500 kOhm zu schalten, damit die tiefen Frequenzen nicht zu stark abgesenkt werden. Mit dem vorgeschlagenen Widerstandswert ergibt sich eine gute Sprachmodulationsqualität. Bei Verwendung eines Tauchspulmikrofons mit Aufwärtsübertrager zum Anschluß an Transistorgeräte (z. B. dynamisches Sprachmikrofon DSPM 64 vom VEB Gerätewerk Leipzig) mit einem Innenwiderstand von 5 kOhm kann die erste Vorstufe mit T01 entfallen.
Weiterhin kann man unter diesen Bedingungen auf die 250-kOhm-Einstellregler hinter den NF-Ausgängen der vorhergehenden ZF-Baugruppe verzichten.
Die LC-Kombinationen aus C04, Dr1 und C05 bzw. Dr2 und C06 verhindern eine HF-Einstreuung vom Sender. Ohne diese Elemente stellt sich bei Sendebetrieb durch Demodulation der eingestreuten HF an den Basis-Emitter-Dioden der ersten Stufen Selbsterregung zwischen Modulationsverstärker und Sender ein.
Aus dem gleichen Grunde sind auch sämtliche NF-Leitungen die zum Eingang des NF-Verstärkers führen, abgeschirmt.
Die Treiber- und die Endstufe wurden in zwei Ausführungen aufgebaut. Mit der 500-mW-Variante lassen sich Sender bis etwa 1 W Input kollektormodulieren. Dieser Modulator kann zusammen mit dem Sender aus Taschenlampenbatterien betrieben werden. Die Wicklung W2 des Ausgangsübertragers ist für die Kollektormodulation einer Endstufe mit GF 143 ausgelegt. Bei voller Modulation gibt W2 etwa 5 V an 50 Ω ab. Sollen andere Endstufen mit höherem Spannungsbedarf moduliert werden, so ist W2 entsprechend umzurechnen. An W3 entnimmt man 500 mW für einen 8-Ω-Lautsprecher. Der Emitterwiderstand R7 der Treiberstufe ist bei dieser Verstärkerleistung 2 kOhm groß zu wählen.
Mit der 1,2-W-Ausführung des NF- und Modulationsverstärkers können Transistorendstufen bis etwa 2 W Input moduliert werden. Zur Verbesserung der Modulationstiefe ist es möglich, über die Anzapfung der Modulationswicklung die Treiberstufe mitzumodulieren. Zwischen den Anschlüssen 1 bis 3 der Modulationswicklung kann man eine maximale Modulationsspannung von $U_{ss} = 20$ V bei Abschluß mit

185 Ω entnehmen. Diese Spannung wird für eine mit 20 bis 24 V Kollektorspannung betriebene Endstufe benötigt.
Durch entsprechend dimensionierte Emitter- und Koppelkondensatoren sowie Übertrager wird die untere Frequenzgrenze auf etwa 300 Hz gelegt. Die obere Frequenzgrenze liegt je nach Transistorbestückung und Trafoaufbau bei 7 bis 15 kHz. Eine gute Sprachübertragungsqualität wird auf jeden Fall erreicht.
Die Eingangsempfindlichkeit beider Verstärkervarianten ist bei Bestückung mit Transistoren mittlerer Stromverstärkung (β = 40 bis 60) besser als 0,5 mV für Vollaussteuerung. Den praktischen Aufbau eines 500-mW-NF-Verstärkers nach Bild 15 zeigt Bild 16. Die bereits erläuterten Elemente C04, Dr1, C05 usw. zur Sperrung von NF-Einstreuungen sind bei dieser Ausführung noch nicht eingebaut. Die Anordnung der Bauelemente wurde entsprechend dem vorhandenen Platz im Gehäusefach, in dem sich noch der Lautsprecher befindet, vorgenommen.
Die Folge der Stufen von links nach rechts entspricht der Schaltung Bild 15.
Auf einem Kühlblech, das mit dem Gehäuse verschraubt wird, sind die Endstufentransistoren angeordnet. Zur Befestigung der Trafos auf der Platine dienen aus Weißblech (Konserven

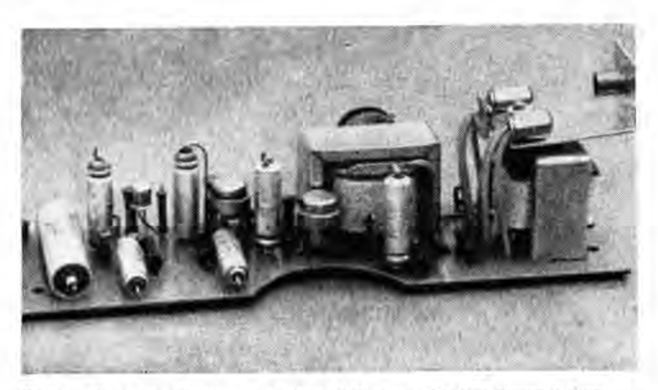


Bild 16 Praktischer Aufbau eines 500-mW-NF- und Modulationsverstärkers



Bild 17 Aufbau des 1,2-W-NF- und Modulationsverstärkers

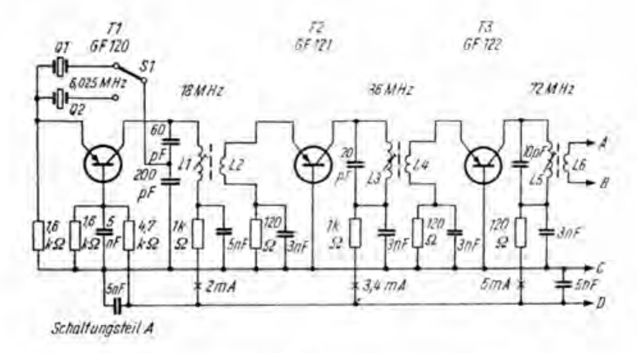
büchse) gebogene Bügel, die mit der Massefläche unter der Platine verlötet werden. In Bild 17 wird der praktische Aufbau des 1,2-W-Verstärkers gezeigt. Prinzipiell gilt das zu Bild 16 Gesagte. Die die beiden Endtransistoren (2 × GC 301) umfassende Schelle aus 0,8-mm-Cu-Blech wird über einen 1,5 mm dicken Alu-Streifen von 30 mm Breite mit dem Gehäuse zur Wärmeableitung verbunden. Bei der Inbetriebnahme der NF-Verstärker verändert man R11, von seinem größten Wert ausgehend, so weit, bis je Endtransistor ein Ruhestrom von 3 bis 4 mA fließt.
Bei Aussteuerung der Verstärker mit einem Sinuston von 1 kHz kann am 8-Ω-Ausgang eine Leistung von 500 mW bzw. 1,2 W mit $k \leq 10\%$ entnommen werden.
Bei Verwendung eines Kristallmikrofons wird es vielfach erforderlich sein, den Pegel der hohen Frequenzen etwas herabzusetzen. Dazu wird die Kapazität von C06 z. B. auf 10 nF erhöht. Der genaue Wert läßt sich schnell durch einen Versuch ermitteln. Die Anfertigung der Übertrager ist unkritisch, da der Wickelraum nicht voll ausgenutzt wird.
Zwischen den Wicklungsteilen genügt eine Zwischenisolation von jeweils 1 Lage 0,03-mm-Lackpapier. Zum Schutz gegen äußere Beschädigung werden am Schluß jeweils 2 Lagen 0,1-mm-Ölleinen als Deckisolation aufgebracht.

2.4. Sender

Wie die Erfahrung zeigt, genügen zur Überbrückung von 100 bis 200 km bei guten Lautstärken Sendeleistungen von einigen Milliwatt an einfachen Richtantennen, wenn sich die Stationen auf Bergen befinden.
Die Contestergebnisse des BBT beweisen, daß auch Stationen mit einer Senderausgangsleistung von unter 100 mW voll wettbewerbsfähig sind.
Trotzdem wird man natürlich stets versuchen, eine möglichst große Sendeleistung bei gegebener Transistorbestückung oder Batteriekapazität zu erreichen.
Die meisten Transistorstationen arbeiten heute mit Quarzsteuerung. Am günstigsten ist es, von einer möglichst hohen Quarzfrequenz (48 oder 72 MHz) auszugehen, damit man im Interesse eines geringen Energie- und Volumenaufwands in wenigen Stufen zur Endfrequenz von 144 MHz gelangt.
Andererseits sind niederfrequentere Quarze und die dazu nötigen Transistoren meist billiger und einfacher zu beschaffen, so daß man aus diesen Gründen die Endfrequenz in mehreren Vervielfacherstufen erzeugt und einen etwas höheren Energieverbrauch in Kauf nimmt.

2.4.1. 150-mW-Sender

Bild 18 zeigt die Schaltung eines 5stufigen Senders, der bei einer Betriebsspannung von $U_B = 12{,}6$ V reichlich 100 mW Sendeleistung abgibt.
T1 arbeitet als Quarzoszillator in Basisschaltung.
Im Rückkopplungszweig liegt der in Serienresonanz auf 18,... MHz schwingende Steuerquarz mit einer Grundfrequenz von 6,025 MHz. Mit dem Schalter S1 läßt sich jeweils auf eine der beiden Frequenzen umschalten. Diese Möglichkeit des schnellen Frequenzwechsels wirkt sich besonders beim Contest-qrm positiv aus. Damit auf beiden Quarzfrequenzen die gleiche Ausgangsleistung ohne Nachstimmen der Kreise erreicht wird, müssen die Quarzfrequenzen relativ dicht (< 200 kHz auf 145 MHz) beieinander liegen. Selbstverständ-



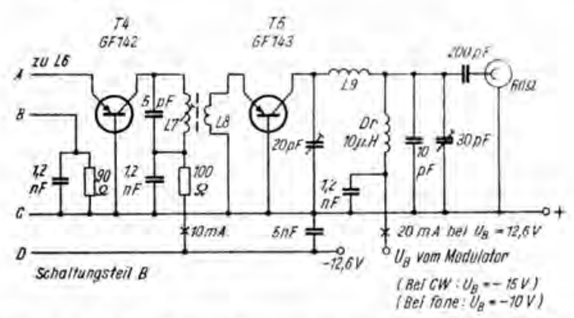


Bild 18 Schaltung des Senderbausteins für etwa 150 mW Output bei CW
Spulendaten
L1 18 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper ∅ 6 mm, Kern Manifer 230
L2 3 Wdg., 0,3-mm-CuL, neben L1
L3 10 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Körper ∅ 6 mm, Kern Manifer 230
L4 2 Wdg., 0,5-mm-CuL, neben L2
L5 5 Wdg., 0,8-mm-CuL, auf Körper ∅ 6 mm, Kern Manifer 210
L6 1,5 Wdg., 0,8-mm-CuL, neben L5
L7 4,5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper ∅ 6 mm, Kern Manifer 210
L8 1,5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, neben L7
L9 4 Wdg., 1,5-mm-CuAg, ∅ 10 mm, 12 mm lang, freitragend
Dr 10-µH-UKW-Entstördrossel
Aufbau und Anordnung der Spulen L1 bis L8 nach Bild 6

lich kann bei einem derartigen Sender auch eine andere Quarzoszillatorfrequenz oder auch nur ein Quarz verwendet werden. Die Verdopplerstufen mit T2, T3 und T4 sind schaltungstechnisch gleich aufgebaut; lediglich die Daten der Bau-

elemente unterscheiden sich entsprechend der Frequenz. Diese Stufen arbeiten in C-Betrieb mit automatischer Erzeugung des Arbeitspunkts.
Ohne Ansteuerung durch die jeweils vorhergehende Stufe führen, vom Reststrom abgesehen, T2, T3, T4 sowie T5 keinen Kollektorstrom.
Die wie T1 bis T4 in Basisschaltung arbeitende Endstufe mit T5 verstärkt im Geradeausbetrieb die Endfrequenz und liefert hinter dem π-Filter etwa 150 mW Output bei $U_B = 15$ V. Bei A-3-Betrieb kann eine Trägerleistung von etwa 60 mW entnommen werden. Dazu ist die Betriebsspannung auf $U_B = -10$ V zu verringern.
Bei einer Batteriespannung $U_B = -12{,}6$ V kann man eine Betriebsspannung von $U_B = -10$ V für die Endstufe dadurch herstellen, daß man 3 bis 4 Si-Dioden mit der Betriebsspannung für die Endstufe in Durchlaßrichtung in Reihe schaltet. Durch den Spannungsabfall der Dioden in Flußrichtung wird die gewünschte Spannung erreicht. An die Qualität der Dioden in Sperrichtung sind keine besonderen Forderungen zu stellen, da sie stets nur in Durchlaßrichtung betrieben werden.
Den praktischen Aufbau des Senderbausteins nach Bild 18 zeigt Bild 19. Die Anordnung der Bauelemente von links nach rechts entspricht der Reihenfolge in der Schaltung Bild 18. Im Gegensatz zur Schaltung fand bei diesem Senderaufbau

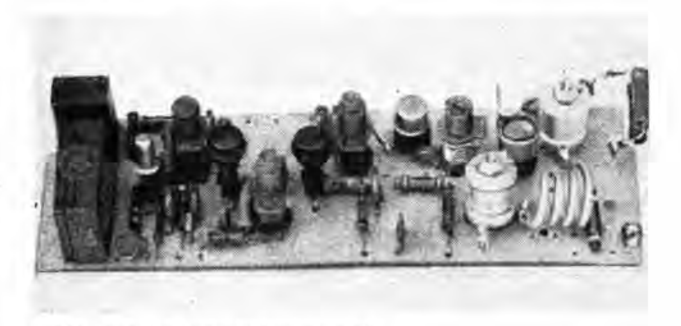


Bild 19 Aufbau des 150-mW-Senderbausteins

jedoch nur 1 Quarz Verwendung. Spulen und Transistoren wurden so hintereinander angeordnet, daß sich kurze Verbindungen ergeben. Die Montage der Kreise auf 145 MHz erfolgte zur gegenseitigen Entkopplung mit aufeinander senkrecht stehenden Achsen. Die Trimmer des π-Kreises der Endstufen sind Lufttrimmer aus OK. Der 20-pF-Trimmer entstand, indem man den äußeren Ring bei dem Rotor- und Statorteil eines industriell gefertigten Trimmers entfernte.
Ganz rechts im Bild befindet sich der aus 2 parallelgeschalteten, induktionsarmen $^{1}/_{4}$-W-Widerständen gebildete 60-Ohm-Lastwiderstand zum Messen der Ausgangsleistung. Der Endstufentransistor wird durch eine zusätzliche Schelle aus 1-mm-Cu-Blech gekühlt.
Besonders geeignet ist Platinenmaterial aus glasfaserverstärktem Epoxydharz, das in OK hergestellt und gehandelt wird. Selbstverständlich kann man genausogut kupferkaschiertes Halbzeug auf Hartpapierbasis benutzen. Durch Verwendung von 5poligen Subminiaturröhrenfassungen als Transistorfassungen können die Transistoren leicht ausgewechselt werden.
Die Kreise werden ohne Transistoren mit dem Griddipper grob abgeglichen.
Bei der Inbetriebnahme des Quarzoszillators verfährt man so, wie in 2.2.2. beschrieben. Die Vervielfacherstufen werden in der Reihenfolge der Stufen T2, T3 ... auf Kollektorstrommaximum der jeweils nachfolgenden Stufe abgeglichen. Richtwerte der Kollektorströme sind in Bild 18 eingetragen. Bei einer Betriebsspannung $U_B = -15$ V der Endstufe lassen sich an einem angeschlossenen 60-Ohm-Widerstand etwa 150 mW mit einem Hochfrequenz-Röhrenvoltmeter nachweisen. Für A-3-Betrieb muß U_B auf 10 V herabgesetzt werden. Dazu ist es unter Umständen (Einwirkung der spannungsabhängigen Kollektorkapazität) erforderlich, den 20-pF-Trimmer für gute Modulationsqualität etwas nachzugleichen. Die Modulation dieser Endstufe erfolgt durch den Übertrager des 500-mW-NF- und Modulationsverstärkers.

2.4.2. 800-mW-Sender

Es sei vor der Beschreibung leistungsfähigerer Endstufen nochmals darauf hingewiesen, daß mit Sendeleistungen von 50 bis 100 mW mit guten Antennen oder von Bergen aus bereits mehrere hundert Kilometer zu überbrücken sind.
Natürlich ist es von Vorteil, eine größere Sendeleistung zur Verfügung zu haben: man wird dadurch in die Lage versetzt, auch von weniger exponierten Standpunkten aus (z. B. beim Mobile-Betrieb) Funkverbindungen herzustellen.
Bild 20 zeigt die Schaltung eines Senders, mit dem bei einer Betriebsspannung der End- und Treiberstufe von 20 V eine Ausgangsleistung von 800 mW erzielt wird. Der Schaltungsteil bis zur Verdopplerstufe auf 72 MHz entspricht dem Schaltungsteil A von Bild 18.
Die nach Schaltung Bild 20 verwendeten Si-npn-Epitaxial-Planartransistoren weisen zwar relativ große Verlustleistungen auf, erreichen jedoch nur etwa 4- bis 8fache Großsignalleistungsverstärkungen bei 145 MHz, so daß relativ viele Stufen benötigt werden. Bei hoher Stufenzahl nimmt jedoch die Gefahr der Selbsterregung bei den auf 145 MHz arbeitenden Stufen stark zu. Die Spulen sind daher durch unterschiedliche Achsenlage zueinander und durch Abschirmwände gegeneinander zu entkoppeln. Trotzdem dürfen die Stufen im Interesse kurzer Leitungen nicht weit voneinander entfernt aufgebaut werden. Besonders die Leitungen (und Spulen), die zum Emitter führen (z. B. L9 und L11), müssen eine geringe Induktivität aufweisen, damit sich die Stufen nicht selbst erregen.
Bei den Endtransistoren ist für eine gute Kühlung zu sorgen. Dies geschieht am besten durch thermische Verbindung des Gehäuses (Kollektor!) mit dem Kühlblech. Der Kollektor führt keine HF-Spannung. Trotzdem arbeiten die Endtransistoren in Basisschaltung.
Der Unterschied gegenüber einer „normalen" Endstufenschaltung (z. B. Bild 18, Teil B) besteht darin, daß in diesem Fall der HFmäßige Erdpunkt vertauscht wird.
Damit den Endtransistoren aber die Gleich- und Modulationsspannung zugeführt werden kann, muß man das mit den Kol-

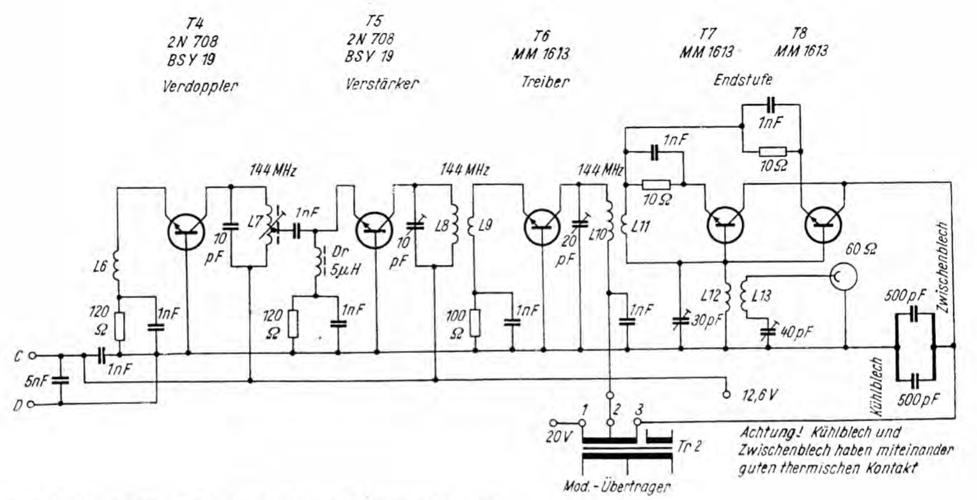


Bild 20 Schaltung eines Senders für 800-mW-Ausgangsleistung

Spulendaten

L6 1,5 Wdg., 0,8-mm-CuL, neben L5 nach Bild 6
L7 4 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Körper Ø 6 mm, Kern Manifer 210, Anzapfung nach 1. Wdg. vom kalten Ende
L8 3 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Ø 10 mm, 10 mm lang
L9 1 Wdg., 1,2-mm-CuAg, Ø 10 mm, zwischen L8
L10 2 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Ø 10 mm, 8 mm lang
L11 1 Wdg., 1,2-mm-CuAg, Ø 10 mm, dicht neben L10
L12 2 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Ø 11 mm, 15 mm lang, freitragend
L13 2 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Ø 11 mm, zwischen L12

lektoren verbundene Zwischenblech elektrisch isoliert vom Hauptkühlblech montieren. Um beide Bleche miteinander für die HF kurzzuschließen, erfolgt eine kapazitive Überbrückung der Bleche.
Zur Realisierung einer möglichst 100prozentigen Modulation wird die Treiberstufe mitmoduliert. Sie liegt daher an einer Anzapfung der Modulationswicklung des Übertragers. Da Treiber und Endstufe dieses Senders etwa 1,8 W Input benötigen, wird der 1,2-W-Modulationsverstärker eingesetzt.
Problematisch ist die Erzeugung der Betriebsspannung von 20 bis 24 V für die Treiber- und Endstufe. Die billigste Möglichkeit besteht darin, 2 Stück 4,5-V-Flachbatterien einzusetzen, die, in Reihe geschaltet und zur Betriebsspannung von 12,6 V der anderen Stufen addiert, etwa 21,6 V ergeben. Ein anderer Weg zur Erzeugung der Endstufenspannung ist durch den Einsatz eines Transverters gegeben.
In einer weiteren Variante der Senderschaltung nach Bild 20 wurde T8 weggelassen.
Messungen zeigten, daß sich mit dieser Endstufe bei einer Betriebsspannung von 12,6 V für die Treiberstufe und 18 V für die Endstufe noch eine HF-Ausgangsleistung von 400 mW erzielen läßt. Wird die Betriebsspannung der Treiber- und Endstufe auf 12,6 V reduziert, so kann man einen Output von 220 mW erzielen.
Bei 12,6-V-Betrieb von Treiber- und Endstufe muß die Modulationsspannung des 1,2-W-Verstärkers verringert werden:
W2 von Tr2 erhält jetzt anstatt 300 Wdg. nur 150 Wdg. mit Anzapfung in der Mitte.
Den praktischen Aufbau des Senders nach Bild 18, Teil A, und Bild 20 zeigt Bild 21. Die beiden Steuerquarze Q1 und Q2 (links im Vordergrund) werden wahlweise benutzt. Die Umschaltung erfolgt mit einem direkt auf die Platine montierten Schalter. Als Kontakte dienen versilberte Lötösen mit gezogenem Hohlniet. Als Kontaktarm benutzt man einen entsprechend gebogenen Streifen aus 0,3-mm-Federmessingblech.
Die Anordnung der Stufen entspricht in der Reihenfolge von links nach rechts wieder der Schaltung Bild 18, Teil A, bzw.

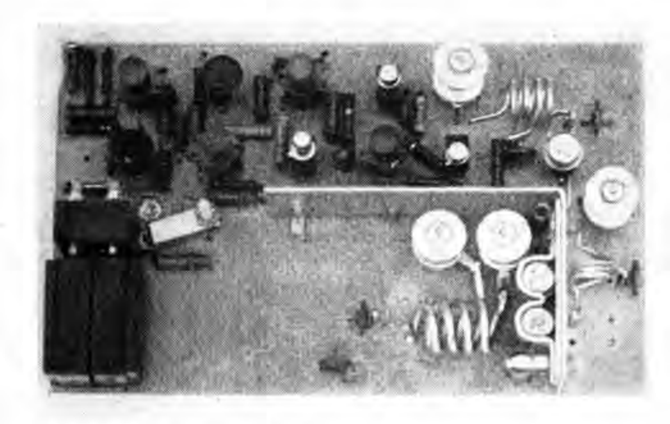


Bild 21 Aufbau des 800 mW-Senders

Bild 20. Wie man erkennt, sind die Achsen der Spulen auf 145 MHz jeweils gegeneinander versetzt angeordnet. Der PA-Kreis wird durch einen Blechwinkel, der zugleich als Kühlblech für die Endtransistoren dient, gegen die übrigen Stufen abgeschirmt. Die Verbindung dieses Blechwinkels mit der Massefläche der Montageplatine erfolgt mittels mehrerer angenieteter Lötösen, die durch die Platine hindurchreichen und unten verlötet sind.

Bild 22 läßt die Anordnung der Endstufe besser erkennen. Die Endtransistoren werden mit einer Schelle gegen ein Zwischenblech gedrückt. Das Zwischenblech ist gegen den Blechwinkel gleichstrommäßig durch eine dünne Polystyrolfolie isoliert, thermisch und HFmäßig jedoch mit dem Kühl- und Abschirmwinkel leitend verbunden.

M-3-Schrauben aus Polyamid verbinden Schelle, Zwischenblech und Kühlwinkel.

Als Abstimmtrimmer dienen konzentrische Lufttrimmer.

Die Inbetriebnahme des Senders entspricht im wesentlichen dem schon beschriebenen Verfahren.

Durch wechselweises Umschalten auf die verschiedenen Quarze überzeugt man sich, ob beide Quarze nach der Abstimmung des Kollektorkreises von T1 auch jeweils erregt

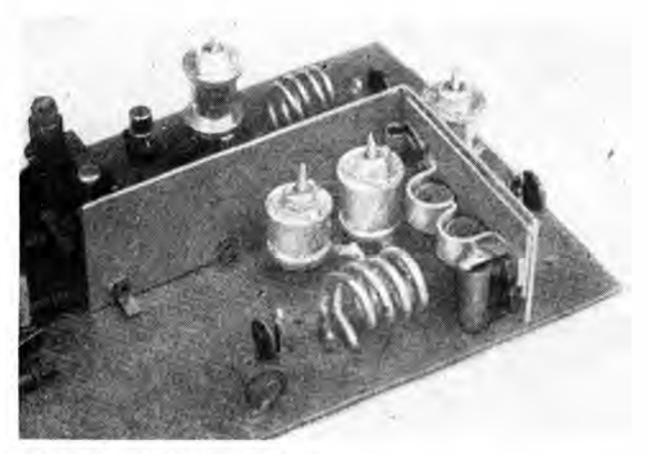


Bild 22 Blick auf die 800-mW-Endstufe

werden (gleichbleibender Kollektorstrom von T2 nach Frequenzwechsel).
Dieses Verhalten des Oszillators wird durch dicht beieinanderliegende Quarzfrequenzen begünstigt.
Beim Abgleich der Treiber- und Endstufe wird neben dem Resonanzabgleich auch die Kopplung zwischen L8 und L9 bzw. L10 und L11 auf maximale Ausgangsleistung abgeglichen.
Als groben Leistungsindikator verwendet man zwei parallelgeschaltete Glühlampen 6 V/0,05 A.
Beim Abgleich der Endstufe wird am zweckmäßigsten anfangs eine niedrigere Betriebsspannung benutzt. Mit Modulator werden die Kreise von Treiber- und Endstufe zum Schluß auf beste Modulationsqualität nochmals feinabgeglichen.
Damit Verstimmungen der Kreise beim Transport vermieden werden, sollte man die Spulenkerne und Trimmer mit Bienenwachs bzw. Farbe gegen Verdrehen sichern.

2.5. Mechanischer Aufbau

2.5.1. Gehäuse

Bei den hohen Anforderungen an die mechanische und elektrische Stabilität der Station ist dem Gehäuse besondere Aufmerksamkeit zu widmen.
Weiterhin soll das Gehäuse leicht sein und elektrisch abschirmend wirken.
In Bild **23** und **24** ist der mechanische Grundaufbau des Gehäuses sichtbar.
2 rechteckige Rahmen aus Alu-Winkelprofil bilden die Basis des Gehäuses. Diese Rahmen werden durch verschiedene Bleche verbunden, die teilweise als Außenverkleidung, teilweise als innere Abschirmwände dienen.
Wie die Bilder **23** und **24** zeigen, ist das Gehäusevolumen in verschiedene Kammern aufgeteilt.
Links und rechts unten befinden sich die Kammern für die Akkus, dadurch ergibt sich eine gleichmäßige Masseverteilung. Die Kammern sind mit Schaumgummi belegt und so ausge-

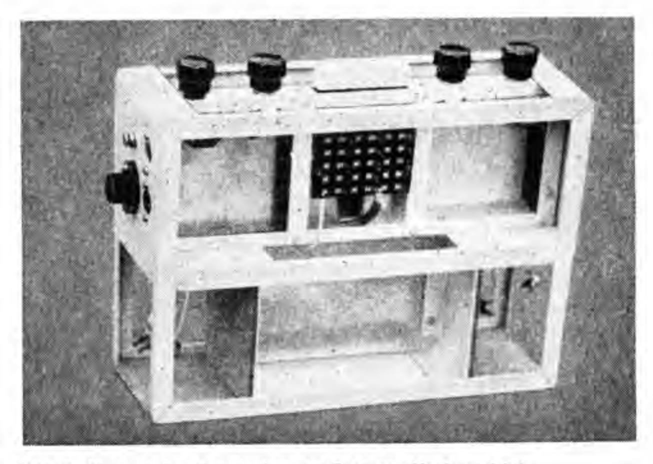


Bild 23 Mechanischer Grundaufbau des Gehäuses (Vorderansicht)

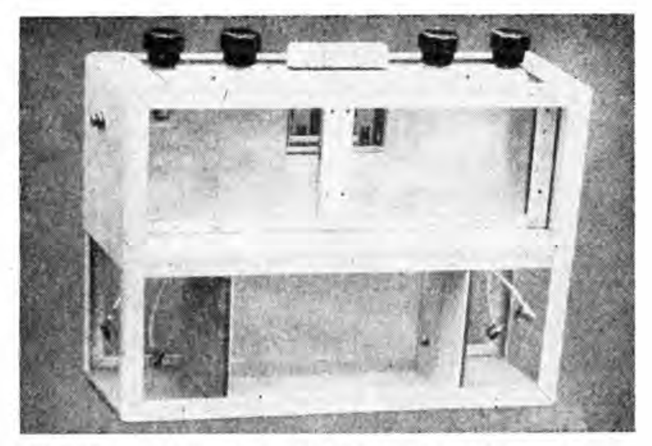


Bild 24 Mechanischer Grundaufbau des Gehäuses (Rückansicht)

führt, daß eventuelle Dämpfe aus den Akkus weitgehend vom übrigen Gehäusevolumen ferngehalten werden.
Die Belegung der Kammern geschieht wie folgt:

Vorderseite

rechts oben	—	S-Meter
links oben	—	Vorstufen, erster Mischer, erster Oszillator
unten Mitte	—	Lautsprecher und NF-Verstärker

Rückseite

rechts oben	—	Baustein für erste ZF
links oben	—	Baustein für zweite ZF, BF0 und Produktdetektor
unten Mitte	—	Senderbaustein

Der Tastenschalter übernimmt das Umschalten von Senden auf Empfang. Dabei wird unter anderem auch die Antenne vom Sender auf den Empfängereingang geschaltet. Um den ersten Vorstufentransistor bei Sendebetrieb zu schützen, ist der Empfängereingang in Stellung „Senden" kurzzuschließen. Sender und Empfänger sind elektrisch verriegelt, d. h., beim gleichzeitigen Drücken der Tasten „Senden" und „Empfang" bekommt keiner dieser Bausteine Spannung.

Die Anfertigung des Gehäuses erfordert kein spezielles Werkzeug. Hauptwerkzeuge waren Metallaubsäge und Handbohrmaschine. Die meisten Verbindungen der Gehäuseteile in Bild 23 und 24 wurden durch Nieten hergestellt. Das ist billig, volumensparend und von großer mechanischer Stabilität. Vor der endgültigen Montage wurden sämtliche Blechteile spritzlackiert.

Die äußeren Maße des kompletten Gehäuses betragen 285 mm × 210 mm × 96 mm. Durch entsprechende Ausführung der Baugruppen unter Verwendung kleinster Bauelemente läßt sich das Gehäusevolumen bedeutend reduzieren. Vorder- und Rückseite der Station sind durch Bleche aus 1-mm-Alu abgeschlossen.

An der Vorderwand befinden sich das S-Meter, die Skalenabdeckung und der Lautsprecher.

Die Akku-Kammern werden ebenfalls durch angeschraubte Bleche verschlossen (die Akkus müssen zum Laden höchstens alle 4 Wochen ausgebaut werden).

Als Akkus dienen Bleiakkus mit einer Kapazität von 2,5 Ah, wie sie oft in Elektronenblitzgeräten verwendet werden. Diese Akkus sind völlig kippsicher. Ihr Ladezustand wird ständig durch schwimmende Kugeln angezeigt (Hersteller: Fa. Quaiser, Dresden, Königsteinstr. 1).

2.5.2. Bausteine

Alle elektrischen Bausteine wurden in gedruckter Schaltung ausgeführt. Entsprechende Herstellungsverfahren sind schon oft beschrieben worden, so daß sich weitere Erläuterungen dazu erübrigen. Die Befestigung der Baugruppen im Gehäuse erfolgt durch M-3-Schrauben auf entsprechenden Schienen. Elektrische Anschlüsse auf den verschiedenen Platinen sind als eingelötete Lötösen ausgeführt. Sie ermöglichen nach dem Einbau der Baugruppen in das Gehäuse eine leichte Verdrahtung.

Bild 25 zeigt die Station mit montierten Baugruppen. In den freien Raum auf den ZF-Platinen läßt sich bei Bedarf ein Rundfunkzusatz einbauen.

Bild 25 Rückansicht der kompletten Station (Rückwand entfernt)

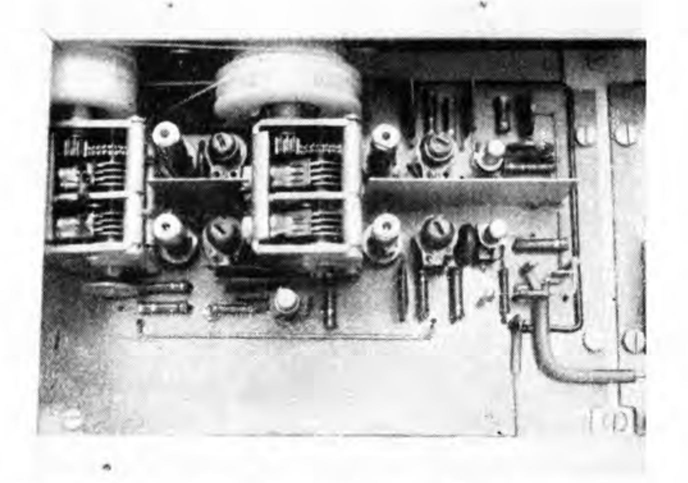


Bild 26 Baustein für die erste ZF in fertig montiertem Zustand

Auf Bild 26 erkennt man u. a. die Seilrollen für den Antrieb der Drehkos. Damit kein Spiel durch Schlupf oder Verrutschen der Antriebsseile auftreten kann, ist das entsprechende Seil jeweils 2mal um die Rollen gelegt und an einem Punkt fest mit der Rolle verbunden, so daß die Mitnahme der Rollen zwangsläufig erfolgt.
Bild 27 zeigt den Senderbaustein im montierten Zustand. Die verlängerte Welle des Quarzumschalters läuft in einem Winkel und besitzt einen Schlitz, durch den man von außen (mit Geldstück oder Fingernagel) einen Frequenzwechsel vornehmen kann. Wie man erkennt, ist hier die Endstufe nur mit einem Transistor bestückt (220-mW-Output bei $U_B = 12{,}6$ V).
Einen Teil der Vorderseite der Station zeigt Bild 28: links die Hälfte des beschalteten Tastensatzes, rechts der erste Oszillator- sowie die Vorstufen- und Mischbausteine.
Beide Bausteine sind durch eine dünne Messingwand voneinander abgeschirmt. Der Ausgang des Oszillatorbausteins liegt in der Höhe der ersten Mischstufe. Dadurch ergeben sich kurze Verbindungsleitungen zwischen beiden Bausteinen.

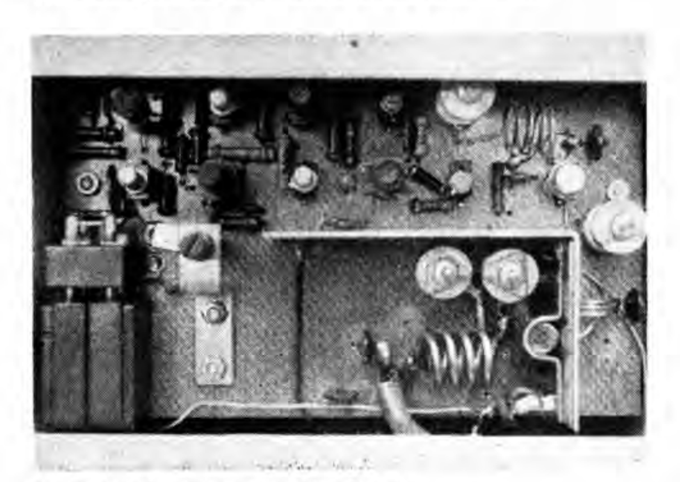


Bild 27 Senderbaustein im eingebauten Zustand

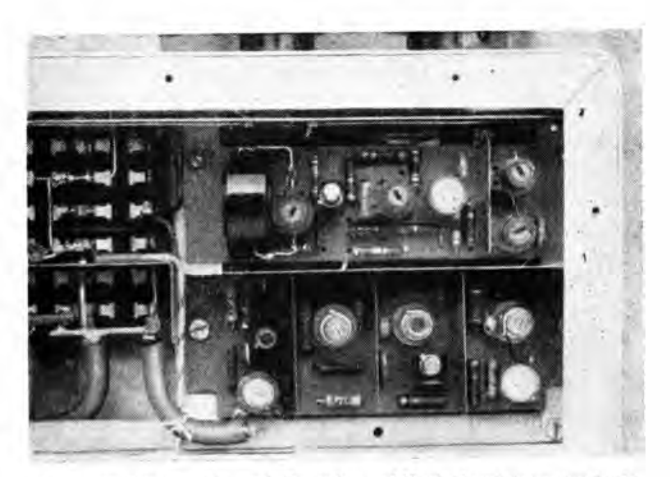


Bild 28 Oszillatorbaustein sowie Vorstufen- und Mischerbaustein im eingebauten Zustand

2.5.3. Antenne

Die Antenne läßt sich abnehmen; man kann also auch leistungsfähigere Antennen anschließen bzw. über die äußere Buchse ohne Schwierigkeit Messungen und Abgleicharbeiten durchführen.
Die eingebaute HF-Buchse hat Außengewinde, wodurch sich die abnehmbare Antenne (in Bild 29 im Prinzip dargestellt) leicht befestigen läßt.
Als Antennenelemente des gestreckten Dipols dienen Teleskopstäbe vom Reisesuper „Vagant". Sie sind in Transportstellung in einem Vinidurrohr untergebracht. Zur Befestigung der Stäbe im Rohr und zur elektrischen Verkürzung werden sie im Rohr als symmetrische HF-Leitung in der Länge des ersten (dicksten) Teleskopteils geführt.
Beide Teile werden durch eine Trolitulfolie auf dem geringen Abstand von 0,1 mm gehalten. Bei diesem Abstand und einer Dielektrizitätskonstante von $\varepsilon = 2{,}5$ (Trolitul) ergibt sich für diese Anordnung ein Wellenwiderstand von etwa 60 Ω.

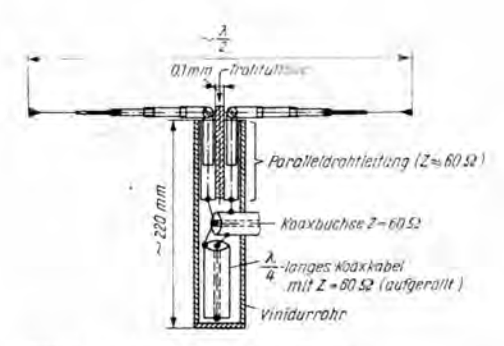


Bild 29 Prinzipieller Aufbau der Antenne

Eine im unteren Rohrende untergebrachte λ/4-Leitung (am Ende kurzgeschlossen) ermöglicht den Übergang von 60-Ω-unsymmetrisch auf 60-Ω-symmetrisch. Mechanisch ist diese Leitung um den Faktor 0,66 verkürzt und im unteren Antennenrohr aufgerollt. Die Antennenstäbe lassen sich in jede Richtung schwenken, so daß man leicht die optimale Arbeitsrichtung einstellen kann.
Mit einer 5-Element-Yagi-Antenne in Leichtbauweise wiegt die Station einschließlich Mikrofon und 4-m-Bandkabel knapp 5 kp, so daß die Gewichtsgrenze (max. 5 kp) des BBT-Contests eingehalten werden kann. Eine zusätzliche Gewichtseinsparung zugunsten einer noch leistungsfähigeren Antenne ist durch den Einsatz von leichteren Batterien (3 Flachbatterien reichen für einen Contest) und durch Verwendung eines ebenfalls leichteren Lautsprechers (z. B.: L 2160 PO mit $Z = 8\,\Omega$ und $P = 1$ VA) möglich.

2.6. Betriebserfahrungen

Die Reichweite einer derartigen Transistorstation ist stark von der Höhenlage des Standorts abhängig.
Im bebauten Gelände lassen sich mit einer einfachen Antenne je nach Lage der Gegenstation etwa 10 bis 20 km mit guten

Lautstärken überbrücken. Erprobungen von einem etwa 700 m hohen Berg ergaben über Entfernungen von 100 bis 170 km noch ausgezeichnete Rapporte bei Verwendung des gestreckten Dipols als Antenne sowohl mit etwa 100 mW als auch mit etwa 200 mW Sendeleistung.

Beim BBT 1965 wurden an einer 5-Element-Yagi mit einer Länge von etwa 1,5 m 29 QSOs mit einem Entfernungsdurchschnitt von reichlich 100 km/QSO erreicht. Über Entfernungen von 220 km konnte beiderseits ein Rapport von R5/S9 gemeldet werden.

Damit ist bewiesen, daß Portable-Stationen von hohen Bergen auch mit kleinen Sendeleistungen wettbewerbsfähig sind. Außerdem kann durch Reduzieren der Sendeleistung ein wesentlicher Beitrag zur Verringerung des Contest-qrm geleistet werden. Diesem Punkt sollte man in Zukunft größere Aufmerksamkeit schenken: Jeder, der einmal an einem Contest von einem Berg aus mitarbeitete und dabei durch mehrere starke Stationen in 10 km Umkreis durch Kreuzmodulation gestört wurde, tritt für eine Reduzierung der Sendeleistung von Portable-Stationen bei Contesten ein.

Mit der beschriebenen Station besitzt man bei Portable-Einsatz eine voll wettbewerbsfähige Station.

Durch eine noch leistungsfähigere, unter Umständen netzbetriebene Endstufe kann man das Gerät weiter ausbauen und dann universell einsetzen.

3. Transistorisierte Baugruppen

3.1. Stabile Oszillatoren

3.1.1. Variable Oszillatoren

Die Frequenz eines Oszillators wird von den Elementen des Oszillatorschwingkreises bestimmt. Je nach Schaltung hängt die Schwingkreiskapazität ab vom Transistor sowie beispielsweise von Abstimmdrehkondensator und Paralleltrimmer. Die Schwingkreisspule ist im behandelten Frequenzgebiet ein konzentrisches Bauelement, das von den angekoppelten Transistorersatzelementen im allgemeinen nicht beeinflußt wird. Eine Frequenz bleibt konstant, solange sich diese Schwingkreiselemente nicht verändern.

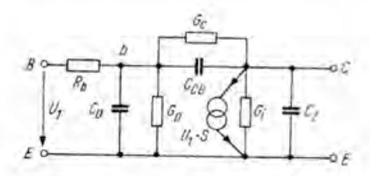


Bild 30 Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines HF-Transistors

Bild 30 zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild eines Transistors. Es seien in diesem Zusammenhang nur die Elemente betrachtet, die auf die Frequenzkonstanz eines Oszillators einen wesentlichen Einfluß haben. Die Kollektor-Basis-Kapazität C_{CB} ist hauptsächlich abhängig von der Spannung zwischen Kollektor und Basis. Kollektorstromänderungen haben im Gegensatz zu Kollektorspannungsänderungen einen geringeren Einfluß auf die Größe dieser Kapazität.
Mit steigender Spannung sinkt, mit steigendem Strom dagegen steigt diese Kapazität. Ihre Größenordnung beträgt bei le-

gierten HF-Transistoren etwa 10 bis 50 pF, bei diffusionslegierten HF-Transistoren etwa 1 bis 5 pF.
Die Diffusionskapazität C_D ist stromabhängig und wächst mit steigendem Emitterstrom. Bei legierten HF-Transistoren beträgt C_D etwa 500 bis 1000 pF, diffusionslegierte Typen liegen mit C_D von 50 bis 100 pF wesentlich besser. Diese Kapazität wirkt bei höheren Frequenzen mit dem Basisbahnwiderstand R_b als komplexer Spannungsteiler, d. h., dem inneren Basisanschluß b wird eine im Betrag verringerte und in der Phase gedrehte Spannung zugeführt. Unter anderem bedingt dies einen veränderten Phasenwinkel der Steilheit. Da aber bei einem Oszillator Rückkopplungs- und Eingangsspannung in Phase liegen müssen, wird der Oszillator bei Änderungen dieser Phasenbedingungen auf eine andere Frequenz „ausweichen", wo die Änderung des Phasenwinkels des Oszillatorschwingkreises die der Steilheitsphase kompensiert.
Weiterhin muß die äußere Steilheit S beachtet werden. S nimmt mit wachsendem Emitterstrom zu.
Die Steilheitsphase φ_S ist hauptsächlich durch die Wirkung von C_D und R_b stromabhängig. Eine geringe Spannungsabhängigkeit der Steilheitsphase wird durch die Spannungsabhängigkeit der Laufzeit der Ladungsträger im Basisraum hervorgerufen.
Als Ergebnis aller Abhängigkeiten von C_{CB}, C_D, S und φ_S ergibt sich, daß

die Oszillatorfrequenz fällt, wenn

- die Kollektorspannung konstant bleibt und der Kollektorstrom zunimmt;
- der Kollektorstrom konstant bleibt und die Kollektorspannung abnimmt.

die Oszillatorfrequenz steigt, wenn

- die Kollektorspannung konstant bleibt und der Kollektorstrom abnimmt;
- der Kollektorstrom konstant bleibt und die Kollektorspannung zunimmt.

Daraus folgt:
Bei niedrigen Frequenzen muß man die Kreiskapazitäten gegen die Transistorkapazitäten großhalten, damit sich Kapazitätsänderungen nicht schädlich auswirken können.
Diese Forderung kann selbstverständlich auch durch lose Kopplung des Transistors an den Schwingkreis erfüllt werden. Bei höheren Frequenzen kommen die Kreiskapazitäten in die Größenordnung der Transistorkapazitäten.
In solchem Fall muß versucht werden, die Transistorkapazitäten konstantzuhalten.
Das läßt sich erreichen durch stabilisierte Arbeitspunkte (niederohmigen Basisspannungsteiler, hohen Emitterwiderstand) und durch stabilisierte Betriebsspannungen (Zenerdioden).
Diese Maßnahmen kann man natürlich durch lose Ankopplung des Transistors an den Schwingkreis unterstützen.
Zur Realisierung einer losen Kopplung ist jedoch beim Oszillatortransistor große Steilheit im betreffenden Frequenzgebiet erforderlich.
Man wird also für hochwertige Oszillatoren Transistoren einsetzen, deren Grenzfrequenz (f_T) möglichst um oder über der Arbeitsfrequenz liegt.
Auf diese Weise ermöglicht dann die lose Kopplung des Schwingkreises an den Transistor, daß sich die schwankenden Transistorkennwerte nicht so stark auswirken (siehe dazu auch Abschnitt 3.2.1.).
Um den Transistoroszillator nicht durch wechselnde Lastkapazität zu verstimmen, empfiehlt sich eine lose Ankopplung der vom Oszillator gespeisten Stufen.
Folgen auf den Oszillator geregelte oder getastete Stufen, so erzielt man durch eine lose angekoppelte Pufferstufe eine ausgesprochen gute, von Rückwirkungen freie Betriebsweise des Oszillators.
Bild 51 zeigt einen nach diesen Gesichtspunkten dimensionierten VFO. Unter Verzicht auf die elegante Abstimmbarkeit mittels Kapazitätsvariationsdiode kann natürlich auch ein kleiner Drehkondensator zur Abstimmung benutzt werden. Nachteilig am Drehko wirkt jedoch die nach außen führende

Welle, weil sie zu einem schnelleren inneren Temperaturwechsel führt, sofern sie nicht besonders thermisch isoliert wird.

3.1.2. Quarzoszillatoren

3.1.2.1. Eigenschaften von Schwingquarzen

Besonders gut geeignet für die Frequenzstabilisierung von Transistoroszillatoren sind die Schwingquarze.
Wie man aus dem elektrischen Ersatzschaltbild (Bild **31**)

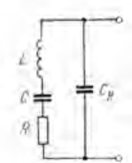


Bild 31
Ersatzschaltbild eines Quarzes

ersieht, kann sich der Quarz wie ein Serienresonanzkreis verhalten, wenn man ihn auf der Frequenz

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

erregt. Die Elemente L, C und R stellen die Ersatzelemente des schwingfähigen Quarzplättchens dar. Durch die Halterungskapazität C_H entsteht eine Resonanzstelle mit Parallelresonanzcharakter:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{C \cdot C_H}{C + C_H} \cdot L}}.$$

Die Halterungskapazität C_H hat etwa Werte von 5 bis 30 pF, die Quarzersatzkapazität dagegen beträgt nur etwa 0,01 bis 0,03 pF. Folglich muß L sehr groß sein. Da R sehr niedrig ist, erreicht der Quarz sehr hohe Gütewerte und gewährleistet

somit auch große Stabilität beim Oszillator. Trotzdem darf nicht übersehen werden, daß die Werte des Quarzes temperaturabhängig sind.
Weit verbreitet sind Quarze, die so aus dem Quarzeinkristall geschnitten wurden (AT-Schnitt), daß ihre Werte kaum von der Temperatur abhängen. Transistoroszillatoren erwärmen sich im Betrieb nur sehr wenig, da die im Quarz und im Transistor umgesetzten Energien sehr klein sind. Für stabile Oszillatoren muß man dagegen mehr auf die äußere Erwärmung achten. Allgemein werden Transistoroszillatoren — vor allem bei unterbrochenem Betrieb — eine bessere Kurzzeitstabilität zeigen als Röhrenoszillatoren. Eine gute Langzeitstabilität kann man auch bei Transistoroszillatoren nur dadurch erreichen, daß man den Quarz auf konstanter Temperatur hält (Thermostat).

3.1.2.2. Quarzoszillatorschaltungen

Die Parallelresonanzfrequenz eines Quarzes kann in der Dreipunkt-(Colpitts-)Schaltung erregt werden. Bild 32 zeigt die praktisch ausgeführte Schaltung eines 1-MHz-Eichoszillators. Bei höheren Frequenzen (über 10 MHz) können die 200-pF-Kondensatoren entfallen. Bei schwer anschwingenden Quarzen oder wenn sich eine Oberschwingung des Quarzes erregen soll, ist es zweckmäßig, den Kollektorwiderstand durch einen Schwingkreis zu ersetzen. Bild 33 zeigt einen 16-MHz-Steuer-

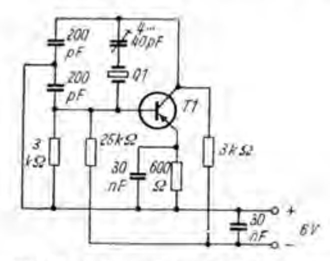


Bild 32 Schaltung eines 1-MHz-Eichoszillators
Q1 = 1 MHz
T1 = GF 121

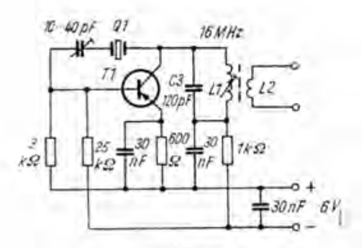


Bild 33 Schaltung eines 16-MHz-Steuer-Oszillators
Q1 = 16 MHz
T1 = GF 121

oszillator, den man z. B. — mit einem 5,333-MHz-Quarz bestückt — als Obertonoszillator benutzen kann. Mit dem Trimmer läßt sich die Frequenz etwas ziehen.
Da die Transistorparameter auch strom- und spannungsabhängig sind, empfiehlt es sich bei höheren Anforderungen an die Stabilität, für eine stabilisiertere Betriebsspannung zu sorgen.
Soll der Quarz in Serienresonanz arbeiten, so wird er meistens als Kopplungslängsglied eingesetzt. Die aus der Röhrentechnik bekannte Meissner-Schaltung mit induktiver Rückkopplung kann auch mit einem Transistor arbeiten. Als Beispiel eines Quarz-BFO möge die in Bild 34 gezeigte Schaltung gelten, die besonders bei SSB-Empfang zu empfehlen ist.
Bei allen Schaltungen, bei denen der Quarz in Serienresonanz

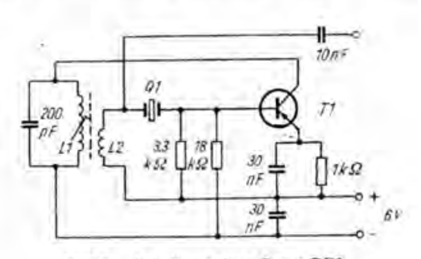


Bild 34 Schaltung eines Quarz-BFO
Q1 = 470 kHz
T1 = OC 871, GF 105
L_1, L_2 = Sternchen-ZF-Filterspulen

schwingen soll, muß der Serienresonanzwiderstand des Schwingquarzes einen wesentlich geringeren Wert haben als der Blindwiderstand seiner Halterungskapazität. Diese Forderung läßt sich bei niedrigen Frequenzen (bis etwa 5 MHz) fast immer erfüllen. Wenn sich ein Oszillator für höhere Frequenzen unstabil verhält oder auch bei Fehlabstimmung des Schwingkreises schwingt, so muß die Quarzhalterungskapazität durch eine Parallelinduktivität weggestimmt werden. Sofern man die Quarzhalterungskapazität mangels einer Kapazitätsmeßbrücke nicht direkt messen kann, wird die Halterungskapazität mit dem Griddipper und einer Spule bekannter Induktivität bestimmt. Bei einiger Erfahrung im Dimensionieren von Schwingkreisen findet man auch mit Hilfe des Griddippers schnell eine Spule, die mit der Quarzhalterungskapazität auf der gewünschten Frequenz Resonanz ergibt. Zu beachten ist dabei jedoch, daß auch die Quarzresonanzstelle einen Dip ergibt. Beim Abgleichen der Kompensationsspule merkt man jedoch schnell, um welche Resonanz es sich handelt, da die Quarzresonanzstelle auf der gleichen Frequenz bleibt.
Oszillatoren für höhere Frequenzen werden meist in Basisschaltung des Transistors betrieben. Dies geschieht hauptsächlich aus zwei Gründen:

- Die Rückwirkung ist geringer, was zu einer höheren Sicherheit gegen Schwingungsanfachung auf Frequenzen führt, die vom Quarz nicht bestimmt werden;

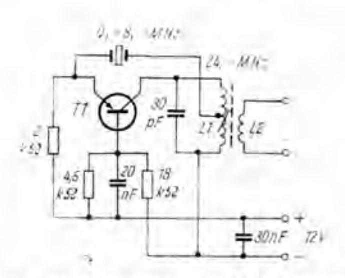


Bild 35 Schaltung eines 24-MHz-Quarzoszillators
T1 = GF 121, GF 129

— die Grenzfrequenz liegt höher, so daß trotz relativ schlechter Transistoren noch ein sicheres Schwingen möglich wird.

In Bild 35 ist ein quarzstabilisierter Oszillator für 24 MHz dargestellt. Ein 8,... MHz-Quarz schwingt auf 24,.., MHz. Mit modernen Quarzen kommt man bei dieser Frequenz noch ohne Kompensation der Halterungskapazität aus. Die Anzapfung des Kollektorschwingkreises, die zum Quarz führt, liegt bei dieser Frequenz bei $^1/_{10}$ der Gesamtwindungszahl vom kalten Ende aus gerechnet. Bei höheren Frequenzen ist es möglich, die Anzapfung bis zu $^1/_5$ der Gesamtwindungszahl zu erhöhen. Selbstverständlich können in dieser Schaltung auch Grundfrequenzen oder höhere (5. und 7.) Obertöne von Quarzen erregt werden.

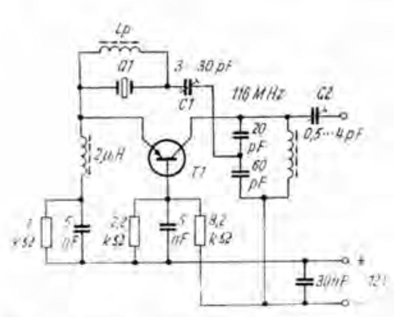


Bild 36 Schaltung eines 116-MHz-Obertonoszillators
T1 = GF 131
Q1 = 116-MHz-Obertonquarz (Grundfrequenz z. B. 38,666 MHz)

Bild 36 zeigt einen 116-MHz-Oszillator. Mit Lp wird die Halterungskapazität weggestimmt. C1 gleicht die nacheilende Steilheitsphase des Transistors aus und wird auf maximale Amplitude eingestellt. C2 dient zur Ankopplung des Oszillators an die Mischstufe.

In dieser Schaltung kann man auch ein günstiges Exemplar eines 38,666-MHz-Quarzes verwenden.

Ein solcher Oszillator für die hohe Frequenz von 116 MHz besticht dadurch, daß man nur eine Stufe benötigt, um auf 116 MHz zu gelangen. Allerdings ist nicht jeder Quarz und

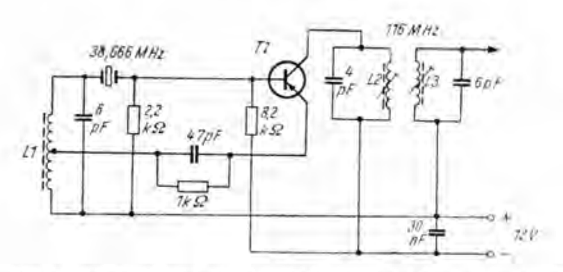


Bild 37 Schaltung eines 38,666-MHz-Oszillators mit Ausgang für 116 MHz
T1 = GF 131

Transistor dafür geeignet, so daß nur Versuche Klarheit über den Erfolg bringen werden.

Sicherer gelangt man in einer Stufe zur Ausgangsfrequenz von 116 MHz, wenn man den Quarz auf der Grundwelle schwingen läßt und die Oberwellen im Kollektorkreis aussiebt. Bild 37 zeigt einen derartigen Oszillator. Die Schaltung entspricht einem ECO-Oszillator. Im Kollektorkreis können auch andere Vielfache der Oszillatorfrequenz ausgesiebt werden. Eine oft angewendete Schaltung zur Frequenzvervielfachung in einer Stufe ist in Bild 38 (Prinzipschaltung) dargestellt. Ein 16-MHz-Quarz kann z. B. auf 48 MHz schwingen, und im Kollektorkreis lassen sich 144 MHz direkt aussieben. Ähnliche Ergebnisse liefert ein Meissner-Oszillator nach Bild 39.

Die Schaltung schwingt je nach Abstimmung des Kreises C2/L2 auf der Grundfrequenz (gleichzusetzen mit der 1. Harmonischen) oder einer Harmonischen höherer Ordnung, wobei

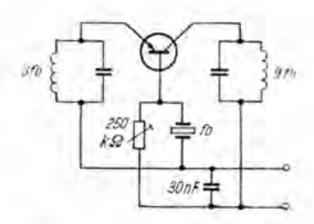


Bild 38
Schaltung einer einfachen Quarzobertonschaltung

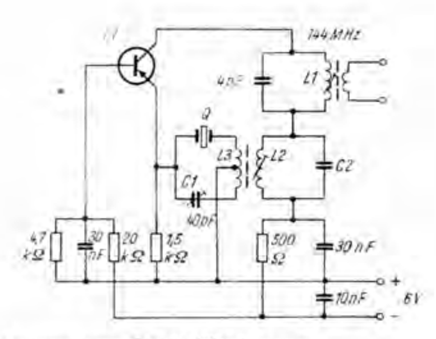


Bild 39 Schaltung eines Quarzoszillators mit 144-MHz-Ausgang
T1 = GF 132, AF 121

aus quarz-physikalischen Gründen nur eine Obertonerregung auf einer ungeradzahligen Harmonischen stattfinden kann.
Die Rückkopplungsspule L3 ist bifilar zu wickeln und hat etwa 2×10 Prozent der Windungszahl von L2. Mit C1 läßt sich die Quarzhalterungskapazität kompensieren, so daß die Schwingungen vom Quarz synchronisiert werden können.
Bei Obertonerregung von Quarzen weicht die Ausgangsfrequenz oft beträchtlich von der multiplizierten Grenzfrequenz ab. In solchen Fällen ist es zweckmäßig, die Ausgangsfrequenz durch Messung zu kontrollieren.

3.1.3. Super-VFO

Wie schon der Name sagt, arbeitet ein Super-VFO nach dem Überlagerungsprinzip.
Man mischt eine hohe, meist quarzstabilisierte Festfrequenz mit einer niedrigen, variablen Frequenz. Die Summen- oder Differenzfrequenz dieser beiden Frequenzen wird ausgefiltert und bildet die Steuerfrequenz, die nach weiteren Vervielfacherstufen die Endfrequenz ergibt. In Verbindung mit dem stabilen Quarzoszillator wirken sich Frequenzänderungen des variablen Oszillators bezogen auf die Mischfrequenz nur noch relativ schwach aus, so daß man durch dieses Prinzip den Vorteil des Quarzes (große Stabilität der Frequenz) und die

Vorteile des VFO (Abstimmbarkeit und relativ hohe Stabilität bei niedrigen Frequenzen) kombinieren kann.

Die Quarzfrequenz wird man möglichst hoch, die VFO-Frequenz dagegen niedrig wählen. Da aber nach der Mischstufe die Grundfrequenzen unterdrückt werden müssen, kann man im Interesse einfacher Filter den Abstand der Grundfrequenzen nicht beliebig groß wählen, sondern es ist ein Kompromiß erforderlich. Dieser richtet sich auch nach den vorhandenen Bauteilen (Quarz) und der gewünschten Endfrequenz.

OK1AIY entwickelte eine Steuerschaltung (Bild 40), die als Super-VFO, aber auch als Quarzoszillator arbeiten kann. Diese Schaltungskonzeption eignet sich besonders gut für ein Gerät im Contestbetrieb, da es sich allen Erfordernissen anpassen läßt.

T1 arbeitet als Quarzoszillator in Emitterschaltung. Je nach Resonanzfrequenz des Kollektorkreises schwingt der Quarz, dessen Frequenz mit der des Kollektorkreises übereinstimmt. T3 wirkt als durchstimmbarer Oszillator in Basisschaltung. Mit C_a wird der Kreis abgestimmt. Durch die Trennstufe T4 und durch die stabilisierte Betriebsspannung erreicht man gute Frequenzstabilität. Beim Betrieb des gesamten Senders aus einer Batterie kann allerdings durch schwankende Stromentnahme (Tastung oder Modulation) eine Beeinflussung des variablen Oszillators eintreten. Es wird daher empfohlen, den VFO aus einer getrennten Batterie zu speisen und ihn durchlaufen zu lassen. C_{V1} dient zur Ankopplung der in Kollektorschaltung betriebenen Pufferstufe und wird so eingestellt, daß die Mischstufe T2, zwischen Emitter und Basis gemessen, etwa 100 bis 150 mV vom variablen Oszillator als Injektionsspannung erhält. In die Basis von T2 speist man das Quarzoszillator-Signal ein.

Als Summenfrequenz dieser beiden Signale wird im Kollektorkreis eine neue Frequenz, die man durch weitere Stufen auf die Endfrequenz des Senders vervielfacht, ausgesiebt.

Die Leistungsabgabe der Mischstufe T2 reicht nicht für die wirkungsvolle Aussteuerung einer Vervielfacherstufe aus, so daß eine weitere Stufe mit T5 als Verstärker nachgeschaltet

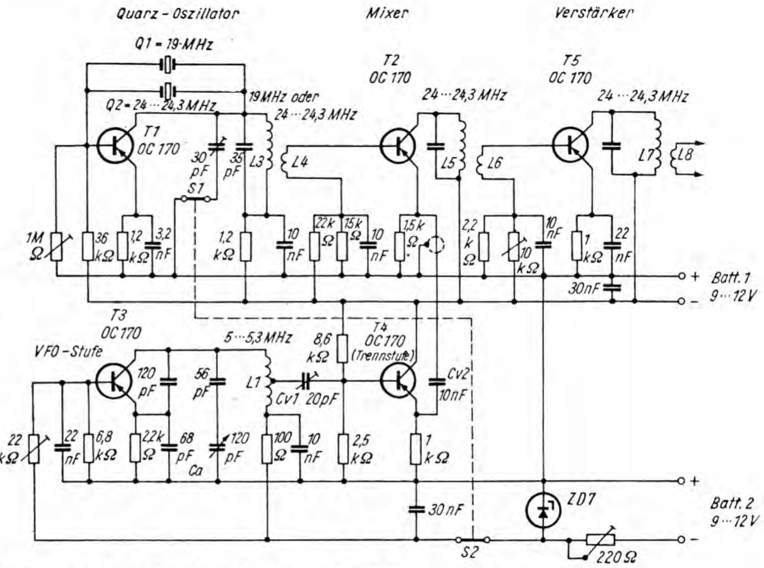


Bild 40 Schaltung eines Super-VFO nach OK1AIY
L1 = 36 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper 5 mm ∅, Anz. in der Mitte
L3 = 33 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper 5 mm ∅
L4 = 4 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf L3

wurde. Durch diese weitere Stufe wird der Pegel der unerwünschten Frequenzen (vom VFO und Quarzoszillator) weiter herabgesetzt, so daß diese nicht mehr störend in Erscheinung treten. T1, T3 und T4 können durch GF 120 ... GF 122 und T2 und T5 durch GF 130 ... GF 132 ersetzt werden.
Betreibt man T1 als Quarzoszillator auf 24 MHz, so wird mit der Umschaltung des Kollektorkreises auch der VFO abgeschaltet. Als Quarz Q1 kann auch ein 8-MHz-Quarz, der auf der 3. Harmonischen schwingt, eingesetzt werden.
Wird bei einem Contest auch das Gewicht der Station mit bewertet (BBT), so kann es günstiger sein, anstatt dieses Super-VFO mehrere Quarze, die im Gewicht weniger ausmachen, zu verwenden.
Beim praktischen Aufbau eines Super-VFO ist vor allem auf eine mechanisch stabile Ausführung zu achten. Damit sich äußere Temperaturschwankungen nicht unmittelbar auf die Frequenz auswirken können, sollte man eine gekapselte Unterbringung des variablen Oszillators und des Quarzes anstreben. Bei dieser Gelegenheit sei an die Möglichkeit der Temperaturkompensation zur Verbesserung der Stabilität erinnert.

3.2. Senderendstufen

3.2.1. Wahl der Betriebswerte

Man wird stets danach streben, eine möglichst große HF-Ausgangsleistung zu erreichen.
Zum Bestimmen des günstigen Arbeitspunkts beim Transistor benötigt man seine Grenzwerte. Diese sind aus dem entsprechenden Datenblatt ersichtlich und dürfen, um Beschädigungen zu vermeiden, auf keinen Fall überschritten werden.

Einige wichtige Grenzdaten und ihre Bedeutung

U_{CBOmax} Kollektor-Basis-Spannung bei stromlosem Emitteranschluß; das ist die höchste am Transistor zulässige Spannung. Oft wird auch nur U_{CBmax} angegeben

U_{CEOmax} Kollektor-Emitter-Spannung bei stromlosem Basisanschluß; dem Betrag nach ist diese Spannung meistens halb so groß wie der Betrag von U_{CBOmax}

U_{CER} Kollektor-Emitter-Spannung bei Anschluß eines Widerstands zwischen Basis und Emitter. Je nach Widerstand R (oder auch Impedanz Z) zwischen Basis und Emitter liegt diese Spannung betragsmäßig zwischen U_{CBOmax} und U_{CEOmax}. Mit kleiner werdendem Widerstands- oder Impedanzwert steigt der Betrag der zulässigen Spannung U_{CER} und kann maximal U_{CBOmax} erreichen

P_C Kollektorverlustleistung

P_{tot} Totale oder Gesamtverlustleistung; da die Verlustleistung in der Basis-Emitterdiode meist sehr gering ist, unterscheidet man oft nicht zwischen P_C und P_{tot}. Genaugenommen ergibt sich die Gesamtverlustleistung aber zu $P_{tot} = P_C + P_E$ (P_E = Emitterverlustleistung).

Bei HF-Verstärkern hat die Steuerleistung oft nicht mehr einen vernachlässigbar kleinen Wert, so daß sie in der Gesamtverlustleistung P_{tot} berücksichtigt werden muß

I_{Cmax} Spitzenwert des Kollektorstroms

I_C Kollektorgleichstrom

Wahl des Arbeitspunkts

Heute wird als Grenzfrequenz eines Transistors meistens die Transit- oder Übergangsgrenzfrequenz f_T angegeben.
Näherungsweise entspricht dieser Frequenz auch die Grenzfrequenz $f_{\beta 1}$, bei der die Stromverstärkung in Emitterschaltung nur noch 1 beträgt. In grober Näherung ist sogar $f_T = f_{h21b}, f_\alpha$.
Die Transitgrenzfrequenz f_T stellt eine meßtechnisch günstig ermittelbare Frequenz für $\beta = 1$ dar, die man durch Extrapolation gewinnt.
f_T ist strom- und spannungsabhängig.
Mit steigender Spannung steigt f_T. In Abhängigkeit vom Strom verhält sich f_T etwa wie β, d. h., bei kleinem Strom

steigt f_T mit $- I_C$ und fällt nach einem Maximum mit großem Kollektorstrom wieder ab.
Die maximale Schwingfrequenz F_{max} (auch Oszillationsgrenzfrequenz genannt) gibt den Punkt an, wo die Leistungsverstärkung V_{Pb} theoretisch auf 1 abgesunken ist.

$$F_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8 \pi \cdot r_{bb} \cdot C_{CB}}};$$

r_{bb} = Basisbahnwiderstand
C_{CB} = Kollektor-Basis-Kapazität
$r_{bb} \cdot C_{CB}$ = Rückwirkungszeitkonstante

Die Rückwirkungszeitkonstante und die Transitgrenzfrequenz sind strom- und spannungsabhängig. Somit wird auch die Leistungsverstärkung arbeitspunktabhängig.
Im Kollektorkennlinienfeld Bild 41 läßt sich für eine bestimmte Frequenz eine Grenzkennlinie für $V_{Pb} = 1$ einzeichnen. Die theoretische bzw. meßtechnische Ermittlung dieser Grenze ist zu kompliziert, um in diesem Rahmen behandelt zu werden. Eine weitere Grenze zur Berechnung einer Endstufe ist durch $- I_{Cmax}$ gegeben.
Man erkennt, daß große Ausgangsleistung und guter Wirkungsgrad erreicht werden, wenn $- U_{CBmax}$ möglichst viel größer ist als die durch die Grenzlinie $P_{Pb} = 1$ gegebene Restspannung $- U_{HFRest}$. Wenn $- U_{CBmax}$ hoch (z. B. > 60 V) ist, so kann man bei ausreichender Ausgangsleistung nicht nur

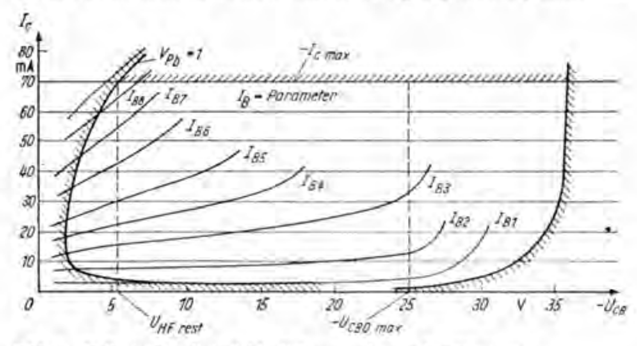


Bild 41 Kollektorkennlinienfeld mit Grenzen für die Aussteuerung

auf eine Ansteuerung bis zu $-I_{Cmax}$ verzichten, sondern man erhält bei gutem Wirkungsgrad meist auch noch eine höhere Leistungsverstärkung.
Im UKW-Bereich muß man bei einfachen Mesatransistoren (GF 143, AFY 11) bei $-I_{Cmax}$ mit hochfrequenten Restspannungen von $-U_{HFRest} = 3{,}5 \ldots 6$ V rechnen. Dagegen haben epitaxiale Mesatransistoren (AFY 18) etwa 5fach geringere Werte von $-U_{HFRest}$.
Während bei den meisten Germaniumtransistoren $-U_{CBmax}$ etwa 25 bis 40 V beträgt, lassen viele Siliziumtransistoren maximale Kollektorspannungen von 40 bis 120 V zu.
Die Betriebsdaten einer Endstufe in Basisschaltung und B-Betrieb lassen sich nun wie folgt festlegen

Betriebsspannung

$$U_{Batt} = \frac{U_{CBmax} + U_{HFRest}}{2};$$

hochfrequente Spitzenspannung

$$U_{HFSp} = \frac{U_{CBmax} - U_{HFRest}}{2};$$

hochfrequenter Spitzenstrom

$$I_{HFSp} = \frac{1}{2} I_{Cmax}$$

(I_{HFSp} ist der Spitzenwert des Grundwellenstroms);

Lastwiderstand

$$R_L = \frac{U_{HFSp}}{I_{HFSp}};$$

Ausgangsleistung

$$P_{aus} = \frac{U_{HFSp} \cdot I_{HFSp}}{2} = \frac{(U_{HFSp})^2}{2\,R_L};$$

Input

$$P_{in} = \frac{U_{Batt} \cdot I_{Cmax}}{\pi};$$

Verlustleistung im Transistor

$$P_V = P_C + P_{Steuer}$$

$$P_C = \frac{U_{Batt} \cdot I_{Cmax}}{\pi} - \frac{U_{HF} \cdot I_{Cmax}}{4};$$

P_{Steuer} = Steuerleistung;

P_V muß kleiner sein als P_{Vmax}.
Nach P_V ist ein eventuell notwendiges Kühlblech zu dimensionieren.

Beispiel: Berechnung einer Endstufe für CW-Betrieb mit GF 143, Basisschaltung, B-Betrieb

Werte aus dem Datenblatt des GF 143:

U_{CBmax} = 25 V
I_{Cmax} = 70 mA
U_{HFRest} ≈ 5 V für $-I_C$ = 50 ··· 70 mA bei 144 MHz
P_{Vmax} = 180 mW ohne Kühlblech bis t_u = 45 °C

Batteriespannung

$$U_{Batt} = \frac{U_{CBmax} + U_{HFRest}}{2} = \frac{25\,V + 5\,V}{2} = 15\,V;$$

hochfrequente Spitzenspannung

$$U_{HFSp} = \frac{U_{CBmax} - U_{HFRest}}{2} = \frac{25\,V - 5\,V}{2} = 10\,V;$$

hochfrequenter Spitzenstrom

$$I_{HFSp} = \frac{1}{2} I_{Cmax} = \frac{70\,mA}{2} = 35\,mA;$$

Lastwiderstand

$$R_L = \frac{U_{HFSp}}{I_{HFSp}} = \frac{10\,V}{35\,mA} = 286\,Ohm;$$

Ausgangsleistung

$$P_{aus} = \frac{U_{HFSp} \cdot I_{HFSp}}{2} = \frac{10\,V \cdot 35\,mA}{2} = 175\,mW;$$

Input

$$P_{in} \approx \frac{U_{Batt} \cdot I_{Cmax}}{\pi}$$

$$= \frac{15\ \text{V} \cdot 70\ \text{mA}}{\pi} = 333\ \text{mW}\ ;$$

Verlustleistung im Transistor

$$P_C = 333\ \text{mW} - 175\ \text{mW} = 158\ \text{mW}\ ;$$

$$P_{Steuer} \approx 25\ \text{mW (Meßwert)}\ ;$$

$$P_V = 158\ \text{mW} + 25\ \text{mW} = 183\ \text{mW}\ .$$

In der Praxis ist die tatsächliche Verlustleistung noch etwas höher, da bei der Berechnung ideale Anpassung vorausgesetzt wurde. Durch die Wirkung der spannungsabhängigen Kollektorkapazität ist die Abstimmung des Ausgangskreises aussteuerungsabhängig; somit schwankt auch der Lastwiderstand, d. h., er wird komplex.

Da $P_V > P_{Vmax}$ ist, muß der Transistor zusätzlich gekühlt werden. Im betrachteten Fall genügt es, wenn das Transistorgehäuse in Wärmekontakt mit dem Drehko oder mit der Spule des PA-Kreises gebracht wird, da die ohne zusätzliche Kühlung zulässige Verlustleistung nur geringfügig überschritten wird.

Es muß damit gerechnet werden, daß noch ein Teil der berechneten maximalen HF-Leistung im Ausgangsfilter verlorengeht. Jedoch sind 150 mW nutzbare Leistung zu erreichen.

Bei der Berechnung einer Endstufe für Kollektormodulation muß man bedenken, daß der Batteriespannung noch die Modulationsspannung überlagert wird. Die Betriebsspannung ist so zu wählen, daß man auch bei voller Modulation U_{CBmax} nicht überschreitet.

Beispiel: Berechnung einer Endstufe für B-Betrieb, Basisschaltung, Kollektormodulation

Betriebsspannung

$$U_{Batt} = \frac{3\ U_{HFRest} + U_{CBmax}}{4}\ ;$$

hochfrequente Spitzenspannung

$$U_{HFSp} = \frac{U_{CBmax} - U_{HFRest}}{4};$$

hochfrequenter Spitzenstrom

$$I_{HFSp} = \frac{I_{Cmax}}{4};$$

I_{HFSp} ist in diesem Fall der Spitzenwert des hochfrequenten Stromes, wenn keine Modulationsspannung anliegt.

I_{Cmax} tritt nur bei voller Modulation auf.

Lastwiderstand

$$R_L = \frac{U_{HFSp}}{I_{HFSp}};$$

Ausgangsleistung

$$P_{aus} = \frac{U_{HFSp} \cdot I_{HFSp}}{2} = \frac{(U_{HFSp})^2}{2\,R_L};$$

Input

$$P_{in} \approx \frac{U_{Batt} \cdot I_{Cmax}}{2 \cdot \pi};$$

Modulationsspannung

$$U_{Mod\,eff} \approx \frac{U_{HFSp}}{2}.$$

Bei diesem Berechnungsverfahren wird U_{HFRest} als konstant angenommen. Wie Bild 41 zeigt, ist U_{HFRest} jedoch eine Funktion von I_C und bei niedrigen Strömen kleiner als bei I_{Cmax}. Praktisch bedeutet dies: Dadurch erhöht sich der durchsteuerbare Kollektorspannungsbereich etwas und mit ihm die Ausgangsleistung im unmodulierten Zustand.

Des weiteren kann daher auch die effektive Modulationsspannung etwas höher (etwa 1 V größer) gewählt werden. Der maximale Input und die Verlustleistung des Transistors sind bei voller Modulation geringer als bei A-1-Betrieb.

Arbeitet die Stufe bei A-1-Betrieb thermisch stabil, dann gilt dies auch bei A-3-Betrieb, sofern man dafür sorgt, daß die Modulationsspannung nicht zu groß wird. Man muß daher den Modulator so auslegen, daß die Modulationsspannung den maximal zulässigen Wert nicht überschreiten kann.
Die bei A-3-Betrieb maximal erreichbare Spitzenleistung entspricht dem CW-Output.
Wie in der Röhrentechnik steigt der effektive Output bei 100 Prozent Modulation auf den 1,5fachen Wert der Ausgangsleistung ohne Modulation. 100prozentige Modulation wird jedoch selten verzerrungsfrei erreicht.

Beispiel: Berechnung einer kollektormodulierten Endstufe mit GF 143, B-Arbeitspunkt, A-3-Betrieb, Basisschaltung

Es werden die im vorhergehenden Beispiel angeführten Transistordaten zugrunde gelegt.

$$U_{Batt} = \frac{3 \cdot 5\,V + 25\,V}{4} = 10\,V\,;$$

$$U_{HFSp} = \frac{25\,V - 5\,V}{4} = 5\,V\,;$$

$$I_{HFSp} = \frac{70\,mA}{4} = 17{,}5\,mA\,;$$

$$R_L = \frac{5\,V}{17{,}5\,mA} = 286\,\Omega\,;$$

$$P_{aus} = \frac{5\,V \cdot 17{,}5\,mA}{2} = \frac{(5\,V)^2}{2 \cdot 286\,\Omega} \approx 43\,mW;$$

d. h., es kann nur $^1/_4$ der Trägerleistung erreicht werden, die bei A-1-Betrieb errechnet wurde;

$$P_{in} = \frac{10\,V \cdot 70\,mA}{2 \cdot \pi} \approx 106\,mW\,;$$

$$U_{Mod\,eff} \quad \frac{5\,V}{\sqrt{2}} = 3{,}6\,V\,;$$

Diese Spannung kann in diesem Fall wegen der geringeren Restspannung bei kleinen Kollektorströmen um etwa U_{eff} = 1 V auf U_{eff} = 4,5 V erhöht werden.
Die bei voller Modulation theoretisch auftretenden, geringfügigen Überschreitungen von U_{CBmax} sind im Amateurbetrieb zulässig.

3.2.2. Endstufenschaltungen

Aus Gründen der Stabilität werden Senderendstufen meistens in Basisschaltung betrieben. Außerdem liefern viele Transistoren in Basisschaltung höhere Werte der Leistungsverstärkung. Verwendet man wegen der höheren Leistungsverstärkung die Emitterschaltung, so muß oft neutralisiert werden.
In der Amateurpraxis bevorzugt man daher meist die Basisschaltung.
Bild 42 zeigt eine Eintaktendstufe, die etwa im B-Betrieb arbeitet. Wie in 3.2.1. gezeigt, lassen sich mit dieser Stufe ungefähr 150 mW Output erzielen. Der Trimmer dient zum Wegstimmen der Blindkomponenten der Auskoppelspule. L3 und C 1 bilden einen Serienkreis.
Die Ausgangsimpedanz dieser Stufe beträgt 240 Ohm.
L1 und L2 müssen gut entkoppelt aufgebaut werden (geerdetes Abschirmblech zwischen L1 und L2 oder Achsen um 90°

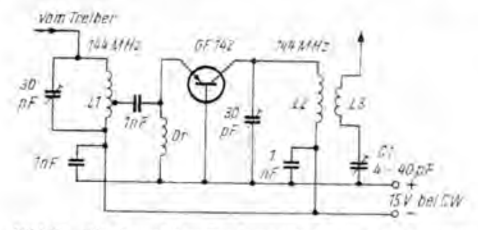


Bild 42 Schaltung einer Senderendstufe mit Parallelkreis im Ausgang; B-Betrieb
L1 = 3 Wdg., 1-mm-CuAg, auf Körper 8 mm ⌀, Anz. bei etwa 1 Wdg.
L2 = wie L1
L3 = 2½ Wdg., 1-mm-CuAg, zwischen L2
Dr = $\frac{\lambda}{4}$-Drossel

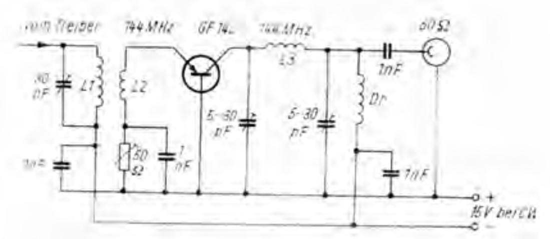


Bild 43 Schaltung einer Senderendstufe mit π-Filterausgang; C-Betrieb
L1 = 3–4 Wdg., 1-mm-CuAg, auf Körper 8 mm ⌀
L2 = 1–$1^1/_2$ Wdg., 1-mm-CuAg, zw. L1
L3 = $2^1/_2$ Wdg., 1-mm-CuAg, 10 mm ⌀, freitragend
Dr = $\frac{\lambda}{4}$-Drossel

gedreht). Angesteuert wird diese Stufe von einer Verdoppler- oder Verdreifacherstufe mit GF 140 · · · GF 142.

Verdopplerstufen läßt man meist in C-Betrieb arbeiten (R-C-Glied im Basis-Emitterkreis).

Der günstigste Widerstandswert wird auf besten Wirkungsgrad bei der Vervielfachung eingestellt.

Bild 43 zeigt eine in C-Betrieb arbeitende Endstufe mit π-Filterausgang. In C-Betrieb läßt sich ein etwas besserer Wirkungsgrad erreichen.

Das π-Filter ergibt ausreichende Oberwellenunterdrückung und gute Antennenanpassung.

L1 und L2 müssen gegen L3 entkoppelt werden. Bei Kollektormodulation ist die Betriebsgleichspannung auf 9 bis 10 V herabzusetzen, damit die maximal zulässige Kollektorspannung nicht überschritten wird. — Um bei Transistoren einen kleinen Wärmewiderstand zwischen Kollektorsperrschicht und dem Gehäuse zu erreichen, montiert man das System so, daß der Kollektor galvanisch mit dem Gehäuse verbunden wird. Bei den bisher in diesem Abschnitt gezeigten Schaltungen liegt der Kollektor jedoch auf HF-Potential; man kann das Gehäuse zusätzlich höchstens dadurch kühlen, daß man es in guten Wärmekontakt mit dem Ausgangsschwingkreis bringt. Beste Ergebnisse lassen sich in dieser Hinsicht erreichen, wenn das Gehäuse mit dem Statorpaket des Ausgangsdrehkondensators verbunden wird. Sehr gute Kühlverhältnisse sind durch

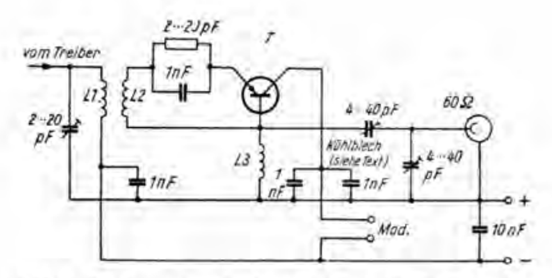


Bild 44 Schaltung einer Senderendstufe mit HF-mäßig geerdetem Kollektor; C-Betrieb
L1 = 3—4 Wdg., 1-mm-CuAg, 8 mm ∅, freitragend
L2 = 1 Wdg., 1-mm-CuAg, 8 mm ∅, zw. L1
L3 = 2 Wdg., 1-mm-CuAg, 10 mm ∅, freitragend

galvanische Verbindung des Gehäuses mit einem Chassisblech möglich.

Bild 44 gibt eine dazu geeignete Schaltung wieder. Durch einen Schaltungskniff kann der Kollektor HF-mäßig geerdet werden. Die Stufe arbeitet in Basisschaltung.

Will man Kollektormodulation anwenden, so muß die Modulationsspannung der Kollektorspannung überlagert werden. Daher ist das Kühlblech für den Transistor isoliert montiert und wird HF-mäßig mit Masse (+) verbunden. Man kann es als sogenannten „Klatschkondensator" ausführen. Dazu wird zwischen Kühlblech und Chassis eine Folie (Polystyrolfolie) gelegt, die als Dielektrikum wirkt. Beide Bleche werden isoliert verschraubt.

Da der Blindwiderstand dieser Kapazitäten für Modulationsfrequenzen keinen nennenswerten Widerstand darstellt, kann man dem Kollektor die Modulationsspannung über das Kühlblech zuführen.

3.2.3. Modulation von Transistorsendern

Analog zur Modulation von Elektronenröhren kann man an jeder Elektrode des Transistors eine Modulation vornehmen. Am gebräuchlichsten ist die Kollektormodulation, die etwa der Anodenmodulation einer Röhrenstufe gleichkommt. Die

Basismodulation entspricht etwa der Steuergittermodulation, die Emittermodulation ähnelt der Katodenmodulation. An verschiedenen Beispielen sollen im folgenden Besonderheiten und Probleme modulierter Transistorendstufen behandelt werden.

Kollektormodulierte Endstufen in Basisschaltung

Grundsätzlich ist bei jeder Modulationsart darauf zu achten, daß die zulässigen Grenzwerte des Transistors nicht überschritten werden. Am leichtesten wird bei kollektormodulierten Stufen $-U_{CBmax}$ überschritten, wenn man sich nicht an die nach Abschnitt 3.2.1. berechenbaren Werte hält.
Die Ansteuerung einer modulierten Transistorstufe muß so groß sein wie bei CW-Betrieb. Das heißt, die Stufe arbeitet bei unmoduliertem Betrieb im sogenannten überspannten Zustand. In Basisschaltung führt der überspannte Betrieb im Zusammenhang mit der niederohmigen Steuerung (Spannungssteuerung) zu einer Abnahme des unmodulierten Trägers bei fehlender Modulation. Durch eine Doppelmodulation läßt sich dieser Nachteil weitgehend vermeiden.
Bild 45 zeigt eine kollektormodulierte Stufe mit Hilfsmodulation des Emitters. Die Hilfsmodulationsspannung wird der Wicklung für den Lautsprecher entnommen.
Es ist auf richtige Polung der Wicklungen für Kollektor- und

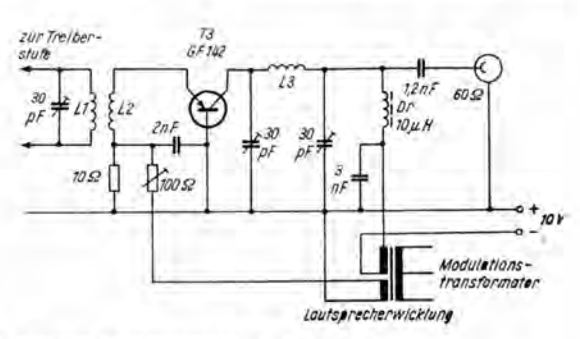


Bild 45 Schaltung für Doppelmodulation einer Stufe

Emittermodulationsspannung zu achten. Falsche Polung ergibt nur geringen Modulationsgrad sowie Verzerrungen.
Je nach zugelassenem Klirrfaktor erreicht man damit einen Modulationsgrad von etwa 80 bis 90 Prozent.
Die Einstellung des Arbeitspunkts erfolgt, wie in 3.2.1. gezeigt.
Die Doppelmodulation läßt sich auch realisieren, indem man die Treiberstufe mitmoduliert.
Es ist zweckmäßig, dabei die Treiberstufe nicht voll-, sondern nur zu etwa 50 Prozent mitzumodulieren.
Der Anschluß für die Betriebsspannung der Treiberstufe kommt daher an eine Anzapfung der Modulationswicklung des Modulationstrafos. Dieses Modulationsverfahren läßt eine nahezu 100prozentige Modulation zu, da durch die Mitmodulation der Treiberstufe eine Anpassung der Steuerleistung an den Steuerleistungsbedarf der Endstufe ermöglicht wird.
Bei der Einstellung einer kollektormodulierten Stufe ist die spannungsabhängige Kollektorkapazität zu beachten. Diese verstimmt bei Modulation den Ausgangskreis und stört damit die Anpassung des Transistors an die Antenne. Man gleicht daher die modulierten Stufen bei mittlerer Modulation auf größten Output bei gleichzeitiger Beobachtung der Modulationsqualität ab.
Die bisher in diesem Abschnitt besprochenen Endstufen wurden über einen Modulationstrafo kollektormoduliert. Obgleich diese Art der Modulation die wirksamste ist, wird man es begrüßen, wenn bei leichten Geräten, die nur zur Überbrückung kurzer Entfernungen dienen sollen, der Modulationstrafo wegfallen kann.
Bild 46 zeigt eine Schaltung mit Kollektorstrommodulation. Die negative Kollektorspannung wird der Endstufe über den Transistor T1 zugeführt. C3, C4 und Dr verhindern ein Eindringen der HF in den Modulator.
T1 wirkt als veränderlicher Reihenwiderstand und wird durch T2 gesteuert. T2 bildet mit R1 den veränderlichen Basisspannungsteiler für T1. Das Spannungsteilerverhältnis wird nun von der Modulationsspannung gesteuert.
Der erreichbare Modulationsgrad beträgt etwa 70 Prozent. Trotzdem eignet sich die Schaltung auf Grund ihres geringen

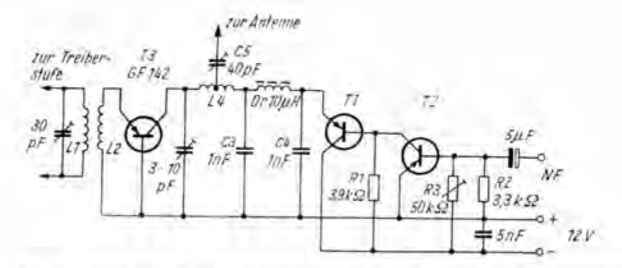


Bild 46 Schaltung für eine Kollektormodulation mit Transistor als Reihenwiderstand
Spulendaten
L1 = 3—4 Wdg., 1-mm-CuAg, mit Körper ∅ 8 mm
L2 = 1—1½ Wdg., 1-mm-CuAg, zw. L1
L3 = 2½ Wdg., 1-mm-CuAg, ∅ 10 mm, freitragend
L4 = 4 Wdg., 1-mm-CuAg, auf Körper ∅ 8 mm, Anzapfung bei etwa 2 Wdg. vom kalten Ende

Raum- und Gewichtsbedarfs sehr gut für einfache Funksprechgeräte. Für T1 kann man bei Verwendung eines GF 143 in der PA günstig den GC 300 einsetzen. Auch ein GC 121 mit Kühlblech läßt sich für T1 verwenden. T2 kann ein beliebiger NF-Transistor sein. Mit R3 wird auf beste Modulationsqualität eingestellt. Der Ausgangskreis der Senderendstufe ist ein Parallelschwingkreis mit Anzapfung für den Anschluß der Antenne. Mit dem Trimmer C5 in der Antennenleitung kann man die Antenne optimal ankoppeln. Beim Abgleich der Endstufe geht man mit C2 und C5 wechselweise auf maximalen Output und beobachtet gleichzeitig die Modulationsqualität.

Endstufe mit Basismodulation

Bild 47 gibt eine sehr einfache Modulationsschaltung wieder. T3 wird durch einen Transistor in der Basisleitung moduliert. Der erreichbare Modulationsgrad für verzerrungsarme Modulation ist nicht sehr groß (etwa 60 bis 70%), jedoch rechtfertigt der geringe schaltungstechnische Aufwand die Anwendung dieser Modulationsart in Geräten, wo es auf möglichst wenig Gewicht- und Energieverbrauch ankommt.
T1 ist als veränderlicher Basiswiderstand von T3 geschaltet.

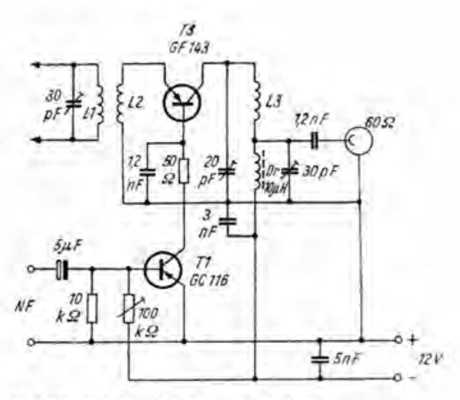


Bild 47 Schaltung für Basismodulation

Die Modulationsspannung bewirkt über T1, daß der Stromflußwinkel in der Endstufe T3 zwischen B- und C-Betrieb hin- und hergeschoben wird. Die Einstellung des π-Filters und des 100-kΩ-Einstellreglers erfolgt auf maximalen Output unter Beobachtung der Modulationsqualität. Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß sich die Betriebsspannung der Endstufe bei A-3- und A-1-Betrieb nicht ändert. Bei A-1-Betrieb ist die Kollektor-Emitter-Strecke von T1 kurzzuschließen.

Tastung von Transistorsendern bei A-1-Betrieb

Da die Vervielfacher- und Endstufen eines Senders in B- oder C-Betrieb laufen, genügt es zur Tastung bei A-1-Betrieb, wenn man die Kollektorspannung einer Vervielfacherstufe unterbricht. Der Quarzoszillator und die folgende Stufe sollten aus Stabilitätsgründen während der Tastpausen durchlaufen.

3.3. 145-MHz-Dauerlaufsender (Beacon)

Zur Kontrolle des Empfängers, zu vergleichenden Antennenmessungen und zur Abschätzung der Ausbreitungsbedingungen ist es für den Amateur günstig, wenn er dazu einen ständig, und zwar mit konstanter Leistung strahlenden Sender benutzen kann.

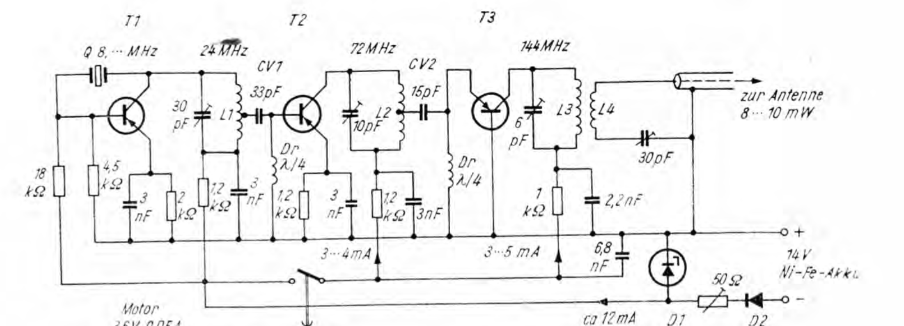


Bild 48 Schaltung des Dauerlaufsenders nach OK1A1Y
D1 = Zenerdiode $U_Z \approx 12$ V
D2 = Ge-Gleichrichter z. B. GY 100
L1 = 26 Wdg., 0,3-mm-CuL, Anz. nach 12 Wdg. vom kalten Ende
T1 = OC170 L2 = 10 Wdg., 0,8-mm-CuL, Anz. nach 6 Wdg. vom kalten Ende
T2 = OC170 L3 = 6 Wdg., 1-mm-CuAg
T3 = OC171 L4 = 3 Wdg., 0,6-mm-CuLS, auf L3
jeweils auf Spulenkörper vom Ø 5 mm, ohne Kern, Abgleich durch Trimmer

OK 1 AIY entwickelte dazu einen einfachen Dauerlaufsender. Auf einem hohen Berg aufgestellt, kann er ein Gebiet von etwa 50 bis 100 km Radius mit einem Testsignal versorgen. Bild 48 zeigt die Schaltung. T1 arbeitet in Emitterschaltung als Quarzoszillator. Ein 8,...-MHz-Quarz schwingt auf 24,... MHz. T2 verdreifacht in C-Betrieb auf 72,... MHz.
T3 arbeitet in B-Betrieb als Verdoppler- und Endstufe.
Durch die beiden Ausgangskreise werden unerwünschte Neben- und Oberwellen genügend geschwächt. Die Tastung erfolgt durch Unterbrechung der Kollektorspannung der beiden letzten Stufen, damit der Stromverbrauch gering bleibt. Ein kleiner Motor treibt über ein Untersetzungsgetriebe eine Nockenscheibe an. Auf der Nockenscheibe befindet sich als Profilmuster der Text für den Testanruf.
Ein Stößel überträgt die Nockenbewegungen auf einen Schaltkontakt und tastet den Sender.
Neben dem Testanruf und dem Rufzeichen sendet der Sender einen etwa 16 Sekunden langen Dauerträger.
Die Zeitspanne des Dauerträgers ist vor allem für Meß- und Abgleichzwecke bestimmt. Der Sender wird aus einem Nickel-Eisen-Akkumulator gespeist. Eine Zenerdiode D1 stabilisiert die Betriebsspannung während der allmählichen Entladung des Akkus. Die Diode D2 schützt den Sender gegen Falschpolung der Anschlüsse.
Beim Abgleich benutzte man für C_{V1} und C_{V2} Trimmer, die nach dem Abgleich durch Kondensatoren mit den angegebenen Festwerten ersetzt wurden. Diese Trimmer stellt man auf maximale Leistungsabgabe der jeweils nächsten Stufe ein. Beim Abgleichen muß jedoch darauf geachtet werden, daß die zulässige Verlustleistung der Transistoren T2 und T3 nicht überschritten wird.
Als Richtwerte sind die Ströme des Mustergeräts eingetragen.

4. Anwendung von Kapazitätsdioden

4.1. Eigenschaften von Kapazitätsdioden

Die Sperrschichtkapazität einer Halbleiterdiode hängt ab von der Spannung. Dieser Effekt ist auch bei Gleichrichterdioden (sowie bei Selengleichrichtern) zu beobachten, jedoch im Gegensatz zu Kapazitätsvariationsdioden (auch Varaktoren, Varicaps oder Reaktanzdioden genannt) nicht so ausgeprägt. Durch besondere Herstellungsverfahren gelingt es, Dioden zu fertigen, deren Sperrschichtkapazität eine starke Spannungsabhängigkeit aufweist. Wegen seiner guten Sperreigenschaften nimmt man als Ausgangsmaterial meist Silizium.
Bei spannungsloser Diode bildet sich zwischen den Begrenzungsschichten aus p- und n-leitendem Material eine Sperrschicht aus. In dieser Sperrschicht herrscht eine hohe innere Feldstärke, die von der Diffusionsspannung U_d hervorgerufen wird. Die unterschiedlich dotierten Grenzschichten können als die Beläge eines Kondensators aufgefaßt werden. Die Sperrschicht dient als Dielektrikum.
Bei kleinen, in Durchlaßrichtung aufgelegten Spannungen verringert sich die Sperrschichtdicke — die Kapazität nimmt zu. Den höchsten Wert der nutzbaren Sperrschichtkapazität hat die Diode knapp unterhalb der Diffusionsspannung im positiven Bereich. Da aber der Durchlaßstrom mit steigender Spannung schon unterhalb der Diffusionsspannung (bei Si ist $U_d = +0{,}5 \cdots 0{,}7$ V) zu fließen beginnt, kann man den positiven Bereich nicht bis zu U_d ausnutzen.
Eine in Sperrichtung angelegte Spannung vergrößert die Breite der Sperrschicht — die Kapazität sinkt. Die Sperrspannung darf maximal so groß sein wie die Durchbruchspannung (Zenerspannung U_z) der Diode. Je nach Typ und Exemplar kann diese zwischen $U_z = -6 \cdots -150$ V schwanken.
Durch den Ohmschen Widerstand des Leitermaterials, aus

dem die von der Sperrschicht abgewendeten Bereiche der Diode bestehen, liegt in Reihe zur Sperrschichtkapazität ein als Bahnwiderstand bezeichneter Widerstand R_b.

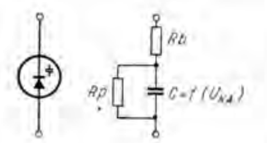


Bild 49
Schaltsymbol (nach TGL 16016) und Ersatzschaltung einer Kapazitätsvariationsdiode

Bild 49 zeigt das Schaltungssymbol und das Ersatzschaltbild einer Kapazitätsvariationsdiode. R_b hat in der Praxis Werte von $R_b = 0,1 \cdots 4\,\Omega$.
Man sieht, daß die Wirkung von R_b mit steigender Frequenz zunimmt, was bei festgehaltenem Arbeitspunkt mit steigender Frequenz zu einem Abnehmen der Güte führt. Gute Dioden haben deshalb einen geringen Bahnwiderstand.
Neben dem Bahnwiderstand wirkt noch der Sperrwiderstand R_p. Im zugelassenen Spannungsbereich ist R_p bei Siliziumdioden sehr groß ($R_p > 10$ MOhm), verringert sich aber mit steigender Temperatur.
Trotzdem kann man eine praktisch leistungslose Steuerung der Sperrschichtkapazität erreichen. Je nach Herstellungsverfahren hängt die Sperrschichtkapazität nach einer quadratischen oder einer kubischen Funktion von der angelegten Spannung ab. Man erstrebt eine möglichst große Kapazitätsänderung bei einer bestimmten Spannungsänderung. Auf diese Eigenschaft sind Kapazitätsdioden besonders gezüchtet.
Bild 50 zeigt die Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität als Funktion der Sperrspannung U_{KA} für die Diode OA 910. Es fällt der große Streubereich auf; bei Anwendungen im Amateurbereich stört das jedoch nicht, da es möglich ist, durch Parallel- und Reihenschalten von Kondensatoren den gewünschten Kapazitätsverlauf zu erzielen.
Die Sperrschichtkapazität kann man mittels einer an einem Potentiometer abgegriffenen Spannung fast leistungslos verändern. Bedingt durch die Kleinheit des Varaktors läßt

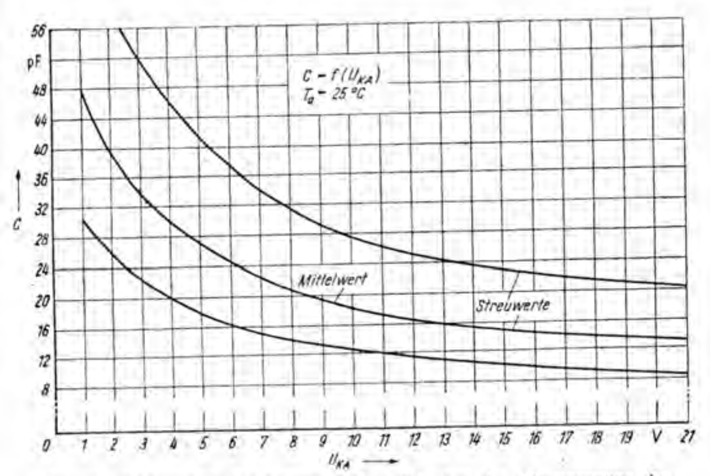


Bild 50 Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Sperrspannung der Diode OA 910

er sich in unmittelbarer Nähe des abzustimmenden Schwingkreises unterbringen.
Zu einem VFO können also in Zukunft zur Abstimmung zwei Drähte anstatt einer Drehkondensatorwelle führen. Die durch mechanische Unzulänglichkeiten des Drehkos und ihrer Antriebe oft entstehenden Nachteile entfallen.
Bei der Dimensionierung einer Abstimmschaltung ist zu beachten, daß an der Kapazitätsdiode neben der Vorspannung, die den Arbeitspunkt bestimmt, eine überlagerte Hochfrequenzspannung liegt. Diese Hochfrequenzspannung darf die Diode nicht in die Nähe des Durchlaß- oder des Durchbruchsgebiets steuern. Bei einem großen durchstimmbaren Kapazitätsbereich muß die anliegende HF-Spannung also möglichst gering sein. In Transistorschaltungen ist die HF-Amplitude meist sehr klein, so daß hier wenig Schwierigkeiten auftauchen. Wird die Diode in den Durchlaß- oder über den Sperrbereich ausgesteuert, so tritt durch den nun fließenden Diodenstrom eine zusätzliche Kreisdämpfung ein, die zu einem Absinken der HF-Amplitude führt.

4.2. Abstimmschaltungen

Mit Transistoren lassen sich sehr stabile Oszillatoren aufbauen, da bei ihnen durch die geringe umgesetzte Leistung keine nennenswerte Erwärmung der umliegenden Schwingkreiselemente erfolgt.
Wird die Betriebsspannung konstantgehalten, so können sich nur noch äußere Temperaturänderungen ungünstig auf die Frequenzstabilität auswirken.
Für praktische Zwecke genügt es bereits, wenn man die Temperatur des Oszillatorschwingkreises über eine längere Zeit konstanthält, so daß sich während der QSO-Dauer die Frequenz nicht wesentlich ändert.
Ohne großen Aufwand läßt sich diese Forderung mit dem sogenannten kalten Thermostaten [5, 6] erfüllen.
Ein kalter Thermostat enthält den entsprechenden Oszillator und umgibt ihn mit einem Gehäuse großer Wärmekapazität. Dieses Gehäuse läßt sich vorzüglich aus Alu fertigen, da Alu neben einer relativ großen spezifischen Wärme nur geringe Wichte aufweist. Außerdem schirmt ein derartiges Gehäuse den Oszillator elektrisch ab. Umgeben wird das Gehäuse von einem wärmeisolierenden Material. Sehr gut eignet sich dafür das oft für Verpackungszwecke verwendete Schaumpolystyrol.
Die Wirkung des kalten Thermostaten beruht nun darauf, daß auf Grund der großen inneren Wärmekapazität und der Wärmeisolation die Temperatur im Innern den äußeren Schwankungen nur sehr langsam folgt, so daß die gewünschte Kurzzeitstabilität der Frequenz gewährleistet ist.
Die Zuleitungen zum Thermostatgehäuse sollen einen kleinen Querschnitt haben, damit sie nicht wesentlich zur Wärmeleitung beitragen. Durch die umgesetzte elektrische Leistung des Oszillators und der Pufferstufen tritt eine geringe innere Erwärmung ein. Die daraus resultierende Wärmemenge muß stets abgeleitet werden. Eine übertriebene äußere Wärmeisolation ist daher sinnlos. Am zweckmäßigsten läßt man, um thermisches Gleichgewicht zu erzielen, den gesamten Baustein ständig durchlaufen. Bei Empfangsbetrieb kann dabei durch die vorhandene, schwache Oberwellenstrahlung die

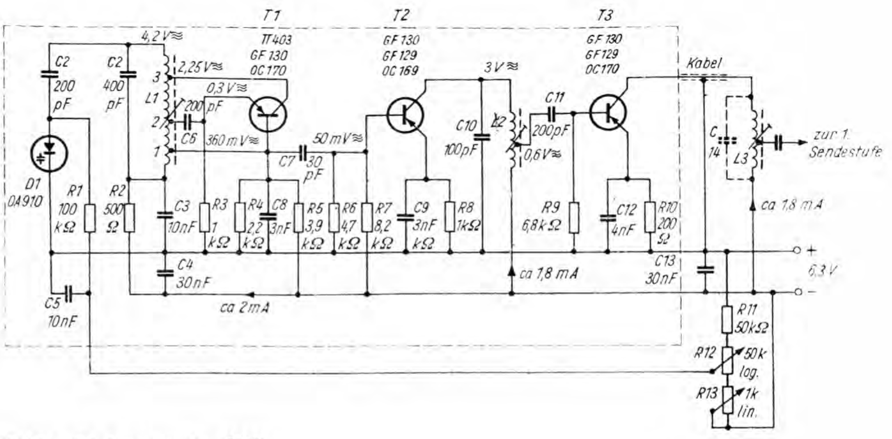


Bild 51 Schaltung eines 2-m-VFO

L1 = 10 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf 30 mm langen Vierkantkeramikkörper von 15 mm (Kantenlänge) mit Kern 7 mm ∅

1. Anzapfung 1¼ Wdg. vom kalten Ende
2. Anzapfung 2 Wdg. vom kalten Ende
3. Anzapfung 5 Wdg. vom kalten Ende

L2 = 22 Wdg., 0,25-mm-CuL, auf 6-mm-Körper mit Kern, Anzapfung nach 5 Wdg. vom kalten Ende

L3 = etwa 10 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf 8-mm-Stiefelkörper mit Kern (für 24 MHz-Ausgang)

HF-Spannungen mit RVM gegen „+“ gemessen.

Frequenz im Empfänger eingestellt und überwacht werden. Günstig ist es, die Betriebsspannung aus Batterien zu entnehmen, da man eine aus dem Wechselstromnetz gewonnene Spannung sehr gut sieben und stabilisieren müßte, um einen sauberen, von AM und FM freien Ton zu erhalten.
Bild 51 zeigt die Schaltung für einen VFO, der im Bereich 8 · · · 8,111 MHz mittels einer Kapazitätsdiode durchgestimmt wird.
T1 schwingt in Basisschaltung. Durch lose Ankopplung des Transistors an den Schwingkreis und auf Grund der relativ großen Kreiskapazität wird der Einfluß eventueller Kapazitätsänderungen des Transistors stark herabgesetzt (siehe auch 3.1.1.). R11 verhindert die Ansteuerung der Kapazitätsdiode in das Durchlaßgebiet durch die der Vorspannung überlagerte HF-Spannung. Die niedrigste negative Vorspannung liegt bei etwa — 3 V, die höchste bei etwa — 6 V, so daß sich bei einer mittleren Diode (nach Bild 50) eine Kapazitätsvariation von etwa 9 pF ergibt.
Mit einer Diode der unteren Toleranzgrenze kann man diese Kapazitätsvariation nicht erreichen, so daß der Frequenzbereich kleiner wird, als gewünscht. Abhilfe schafft in solchem Fall eine weitere, der ersten parallelgeschaltete Diode oder — sofern der Frequenzvariationsbereich fast erreicht ist — eine geringfügige Verkleinerung von R1. Mit R2 wird die Frequenz eingestellt. R3 gestattet die Feineinstellung des VFO auf Schwebungsnull. T2 arbeitet als lose angekoppelte Trennstufe. T3 verdoppelt auf 16 MHz oder verdreifacht auf 24 MHz, je nach Schwingkreis C14/L2, der im Sender untergebracht ist. Der Wert von C14 besteht zum Teil aus der Kabelkapazität. Auf einer Hartpapierplatte von 60 mm Durchmesser läßt sich der in Bild 51 eingerahmt dargestellte Teil des VFO unterbringen. Diese Leiterplatte wurde in einem 40 mm langen Alu-Zylinder von 70 mm Innen- und 100 mm Außendurchmesser untergebracht. Ober- und Unterseite werden mit Alu-Deckeln von 12 mm Stärke verschlossen. Diesen Alu-Körper umgibt eine 10 bis 15 mm dicke Schaumpolystyrol-Umhüllung. 4 Monozellen befinden sich mit den Reglern R12, R13 und dem Widerstand R11 im Bedienungskasten. Der VFO sollte

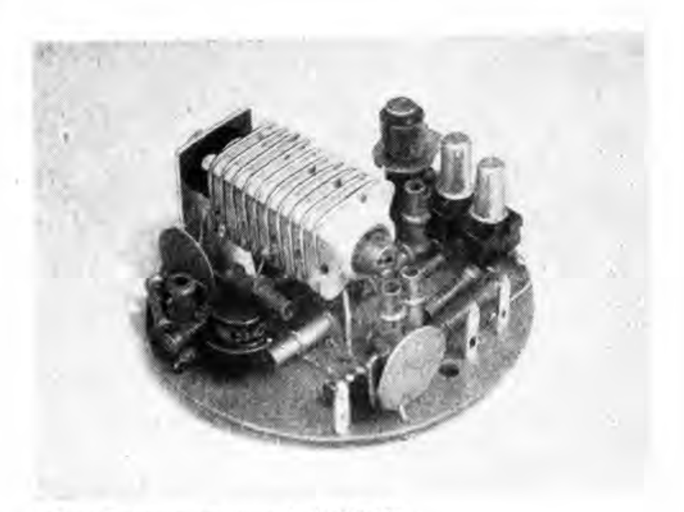


Bild 52 Praktische Ausführung der VFO-Platine

an einem Ort mit geringen Temperaturänderungen in der Nähe des Senders untergebracht werden.
Auch der BFO eines Empfängers läßt sich vorteilhaft mit Kapazitätsdioden fein abstimmen. Die Kapazitätsdiode wird (wie in Bild 51) parallel zum Oszillatorkreis gelegt; die Frequenz kann dann an einem Potentiometer eingestellt werden.
Bild 52 zeigt den praktischen Aufbau des in Bild 51 dargestellten VFO.
Die Spule L1 wurde in möglichst großem Abstand von den übrigen Bauelementen und vom umgebenden Gehäuse montiert. In L1 befindet sich zum Abgleichen ein Abgleichkern. Dieser Kern kann in einer Gewindebuchse aus Polystyrol bewegt werden. Eine derartige Gewindebuchse gewinnt man leicht aus einem Stiefelkörper (Absägen des Fußes).
Damit keine Rückwirkung von L2 und L1 auftritt, stehen ihre Achsen senkrecht aufeinander.
Metallkörper aus Alu für die Unterbringung stabiler Oszillatoren lassen sich nach einer Idee von DM2CQL auch sehr günstig aus ausrangierten Autokolben durch Drehen herstellen.

4.3. Frequenzvervielfachung

Im Gegensatz zum Kondensator besitzt die Kapazitätsdiode eine nichtlineare Spannungs-Ladungs-Charakteristik. Unter bestimmten Betriebsbedingungen läßt sich der Zustand herstellen, daß die Phasenlage zwischen Grund- und Oberwelle der Ladung verschieden ist von der Phasenlage zwischen der Grund- und Oberwelle der Spannung. Bei geeigneter Kopplung der Kapazitätsdiode mit Schwingkreisen kann man bei Einspeisen einer Grundwellenleistung eine Oberwellenleistung entnehmen.

Die genaue Erklärung der Vorgänge bei der Frequenzvervielfachung ist im Rahmen dieser Darstellung zu umfangreich. Wir wollen uns deshalb auf die wichtigsten Punkte der praktischen Anwendung beschränken:

- Die Spannung am Varaktor kann zwischen Durchlaß- und Durchbruchspannung (Zenerspannung U_z) ausgesteuert werden.
  Für große Leistungsumsetzung soll U_z groß sein;
- Der Bahnwiderstand R_b bringt Verluste und begrenzt durch Erwärmung der Diode die umsetzbare Leistung.
  R_b soll daher so klein wie möglich sein;
- Bei Vervielfachung auf die n-te Frequenz lassen sich nach [4] unter günstigen Verhältnissen folgende Wirkungsgrade erreichen

  n = 2 3 4 5 8
  $\eta_V \approx$ 85 70 60 50 .... 20 Prozent;
- Zur Oberwellenunterdrückung und Erhöhung des Wirkungsgrads kann man die unerwünschten Oberwellen am Varaktor durch entsprechende Schwingkreise (Totkreise, Idler-Circuits), die meist als Serienkreis ausgeführt werden, kurzschließen. Der aus L2/L3 bestehende Serienkreis bildet einen solchen Idler-Circuit und ist z. B. bei Verdreifachung auf die doppelte Eingangsfrequenz abgestimmt;
- Wird der Varaktor als Endstufe eingesetzt, so läßt sich Vorstufen-Amplitudenmodulation durchführen, jedoch ist die dabei umsetzbare Leistung geringer als bei unmoduliertem Betrieb. Eine Frequenzmodulation der Vorstufen

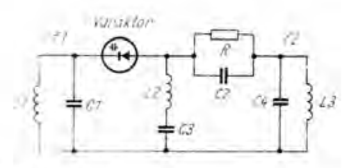


Bild 53 Frequenzvervielfacherschaltung

wird durch den Varaktor nicht beeinflußt. Der Varaktor sollte in AM-Sendern zur Frequenzvervielfachung vor den Endstufen eingesetzt werden;

— Die Einstellung des Arbeitspunkts kann automatisch durch ein RC-Glied (Bild 53) oder mittels Spannungsteiler (Bild 54) erfolgen.

Bild 54 zeigt eine Schaltung, mit der sich gut experimentieren läßt.

Mit dem Varaktor OA 910 wird hier von 24 MHz auf 72 MHz verdreifacht. Die Ausgangsleistung auf 72 MHz reicht zur Ansteuerung einer Verdopplerstufe von 72 auf 144 MHz aus. Selbst auf der Frequenz 432 MHz steht am Ausgang dieses Vervielfachers ein Signal zur Verfügung, das für Empfängerabgleicharbeiten noch ausreichend stark genug ist.

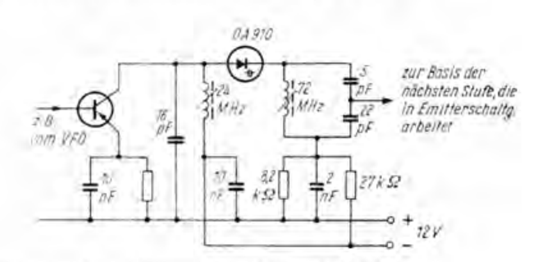


Bild 54 Schaltung zur Vervielfachung von 24 MHz auf 72 MHz

5. Wichtige Daten von Halbleiterbauelementen

5.1. Dioden

Die in Tabelle 1a dargestellten Daten sind die wichtigsten Kennwerte der entsprechenden Dioden. Diese gelten bei 25 plus 5 °C Umgebungstemperatur.
Bei sämtlichen Dioden handelt es sich um sogenannte Punktkontaktdioden, die zum Schutz gegen äußere Einflüsse in ein Glasröhrchen eingeschmolzen sind. Die Sperrschicht besitzt wegen der geringen räumlichen Ausdehnung nur sehr geringe Eigenkapazität. Daher lassen sich diese Dioden bis zu sehr hohen Frequenzen (UKW-Gebiet) zu verschiedenen Zwecken einsetzen.
Die Kristallseite bildet den katodenseitigen Anschluß und ist durch einen Farbring gekennzeichnet.
Die Grenzdaten (Index „max") dürfen nicht überschritten werden. Spezielle Kennwerte sind den jeweils verbindlichen Datenblättern des Herstellers zu entnehmen.
Die Daten der Si-Kapazitätsdioden in Tabelle 1b gelten bei 25 °C Umgebungstemperatur, obgleich Si-Dioden auf Grund ihrer guten Sperreigenschaften (Sperrströme etwa 0,01 bis 10 μA im Sperrgebiet) in ihren Daten weniger temperaturabhängig sind als Ge-Dioden. Die Sperrschichtkapazität ist spannungsabhängig und auf Grund des Herstellungsverfahrens (Legieren) viel größer als bei Spitzendioden. Infolge der hohen zulässigen Sperrschichttemperatur ergibt sich eine relativ große maximal zulässige Verlustleistung (etwa 250 mW), die eine Anwendung als Frequenzvervielfacher begünstigt. Die Erfahrung zeigt, daß die Sperrspannung der einzelnen Dioden meist beträchtlich über dem Tabellenwert liegt, so daß sich der praktisch ausnutzbare Aussteuerbereich oft bedeutend erhöhen läßt.

5.2. Transistoren

Germaniumtransistoren werden für Niederfrequenz und für Hochfrequenz meist als pnp-Typen gebaut.
Zur Vervollständigung der Datenzusammenstellung zeigt Tabelle 2 die wichtigsten Kennwerte der NF-Transistoren des HWF. Ausführlichere Daten können bei Bedarf dem Datenbuch [1] entnommen werden.
In Tabelle 3 ist eine Auswahl bekannter Ge-HF-Transistoren zusammengestellt. Dadurch soll eine übersichtliche Vergleichsmöglichkeit der verschiedenen Typen geschaffen werden.
Die Daten gelten für 25 °C Umgebungstemperatur.
Aus Platzgründen werden nur die wichtigsten Kennwerte wiedergegeben. Spezielle Werte sind den entsprechenden Datenbüchern [1, 7, 8, 9] zu entnehmen. In jüngster Zeit beherrscht man die Technologie bereits so gut, daß verschiedene Hersteller den gleichen Typ fertigen. Auch auf diesem Gebiet werden sich also allmählich aus der Vielzahl der Typen einige Standardtypen ergeben.
Siliziumtransistoren baut man hauptsächlich als npn-Typen. Tabelle 4 gibt einen Auszug aus der Skala international bekannter Si-Transistoren wieder. Obwohl diese Transistoren meist für Schalteranwendungen (Rechenmaschinen) gefertigt werden, sind sie auf Grund der meist relativ großen Verlustleistung und der hohen Grenzfrequenz auch für Empfänger- und Senderstufen vorzüglich geeignet.
Siliziumtransistoren sind (bei entsprechend verringerter Verlustleistung) bis zu hohen Umgebungstemperaturen (über 100 °C) brauchbar, in dieser Hinsicht also Ge-Transistoren weit überlegen. Bezüglich der Zuverlässigkeit erreicht man bei Si-Transistoren durch eine passivierte Oberfläche (Planartechnologie) außerordentlich hohe Werte, so daß sich vermutlich der Si-Transistor in Zukunft wesentlich stärker durchsetzen wird.
Beim Vergleich der verschiedenen Typen bemerkt man bereits eine starke Einschränkung des Grundtypenprogramms sowie eine deutliche Orientierung auf Standardtypen. Die in Tabelle 4 dargestellten Daten sollen der Orientierung und dem

Vergleich dienen. Viele weitere, wichtige Parameter sind für den Interessierten in den ausführlichen Datenbüchern [1, 7, 8, 9, 10] enthalten und sollten vor der Anwendung der Bauelemente studiert werden.

Tabelle 1a

Germanium-Dioden

Typ	Sperr-spannung U_R/V	Sperr-strom I_R/μA	max. zul. Sperr-spannung U_{Rmax}/V	max. zul. Durchlaß-strom I_{Fmax}/mA	Verwendungszweck	Her-steller
OA 625	10	≦ 100	22	20	Universaldiode mit niederohmigem	
GA 100	20	≦ 500			Durchlaßwiderstand	WF
OA 645	10	≦ 40	40	15	Universaldiode	WF
GA 101	40	≦ 400				
OA 665	10	≦ 40	60	12	Universaldiode	WF
GA 102	60	≦ 350				
OA 685	10	≦ 15	80	10	Universaldiode mit hochohmigem	
GA 103	60	≦ 150			Sperrwiderstand	WF
OA 686	10	≦ 6	80	20	Universaldiode mit hochohmigem	
GA 108	80	≦ 100			Sperrwiderstand und besonders kleinem	
					Sperrstrom bei 10 V	WF
OA 705	10	≦ 15	110	10	Universaldiode mit hochohmigem	
GA 104	100	≦ 200			Sperrwiderstand	WF
OA 626	10	≦ 100	20	20	Videodiode zur Gleichrichtung der Bild-ZF	WF
GA 105	20	≦ 500				

Tabelle 1b

Si-Kapazitätsdioden

Typ	Sperrspannung U_z/V	Diodenkapazität C/pF	Bahnwiderstand t_b/Ω	Hersteller
OA 910	$\geqq$ 25	16 (12—28) bei $-U_D$ = 10 V	—	WF
BA 101	$\geqq$ 25	15 (10—25) bei $-U_D$ = 10 V	2 < 3 Ω bei $-U_D$ = 10 V	TFK
BA 102	$\geqq$ 20	20 ··· 45 bei $-U_D$ = 4 V	< 3 Ω bei $-U_D$ = 4 V	V
BA 121	30	10 (8 ··· 12) bei $-U_D$ = 2 V	0,9 < 2 Ω bei $-U_D$ = 2 V	TFK

Hersteller: WF = VEB Werk für Fernsehelektronik; TFK = Telefunken, Westdeutschland; V = Valvo, Westdeutschland.

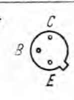
Tabelle 2

Ge-NF-Transistoren für kleine und mittlere Leistungen

Typ	Stromverstärkung β	Rauschfaktor F/dB	max. Kollektor-Emitter-Spannung $-U_{CEmax}$/V	max. Kollektorstrom $-I_{Cmax}$/mA	Verlustleistung bei Tu = 45 °C p_{Vmax}/mW	Verwendung
GC 100	> 18*)	> 25	8	15	30	NF-Vorstufen
GC 101	> 18*)	> 10	8	15	30	rauscharme NF-Vorstufen
GC 111	> 10	—	(80)**)	125	120***)	NF-Transistor für hohe Spitzenspannungen, als Schalter in Transvertern
GC 112	> 10		(90)**)	125	120***)	
GC 115	10—22	> 25	15	125	120***)	NF-Vor- und Treiberstufen
GC 116	> 18*)	> 25	15	125	120***)	
GC 117	> 18*)	> 10	15	125	120***)	
GC 118	> 18*)	> 5	15	50	120***)	rauscharme Vorstufen
GC 120	> 10	> 25	20	150	120***)	Endstufen kleiner Leistung
GC 121	> 18*)	> 25	20	150	120***)	
GC 122	> 18*)	—	30	150	120***)	NF-Schalttransistor für hohe Spannungen
GC 123	> 18*)	—	60	150	120***)	
GC 300	> 18*)	—	20	500	400****)	NF-Endstufen mittlerer Leistung
GC 301	> 18*)	—	32	500	400****)	

Hersteller: VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

*) Stromverstärkung in Gruppen eingeteilt:
- a ≙ I ≙ β = 18—33
- b ≙ II ≙ β = 27—55
- c ≙ III ≙ β = 45—88
- d ≙ III ≙ $\beta \geq 72$



**) U_{CEmax} gilt hier bei $R_{BE} = 0\,\Omega$.

***) mit Kühlkörper ∅ 10 mm × 9 mm

****) mit Kühlblech 100 mm × 60 mm × 2 mm Alu

Tabelle 3

Germanium-pnp-HF-Transistoren

Typ	P_{Cmax} mW	$-U_{CBmax}$ V	$-U_{CEOmax}$ V	$-I_{Cmax}$ mA	f_T, f_α* MHz
GF 100	30	15	10	15	5 $\geqq$ 3* bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 0,5 mA
GF 105	30	15	10	15	10,5 $\geqq$ 7* bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 0,5 mA
GF 120	50	25	14	10	30 $\geqq$ 10 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 0,5 mA
GF 121	50	25	15	10	50 $\geqq$ 25 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
GF 122	50	25	15	10	50 $\geqq$ 30 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
GF 129	30	25	20	10	75 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
GF 130	30	25	20	10	75 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
GF 131	30	25	20	10	85 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
GF 132	30	25	20	10	85 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
OC 169	50	20	20	10	> 50 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
OC 170	50	20	20	10	> 50 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
OC 171	50	20	20	10	> 75 bei $-U_{CB}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 114(124)	50(60)	32	20	10	75 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 115(125)	50(60)	32	20	10	75 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 116(126)	50(60)	32	20	10	75 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 117(127)	50(60)	32	20	10	75 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 102	50	25	—	10	180 bei $-U_{CB}$ = 12 V; I_E = 1 mA
AF 121	135	25	25	15	270 bei $-U_{CE}$ = 10 V; I_E = 3 mA
AF 118	375	> 70	—	30	175 bei $-U_{CB}$ = 6 V; I_E = 10 mA

AF 106	60	25	18	10	220 bei $-U_{CB}$ = 12 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 109	60	25	18	10	200 bei $-U_{CE}$ = 12 V; $-I_C$ = 1 mA
AF 139	60	20	15	8	500 bei $-U_{CB}$ = 12 V; I_E = 1,5 mA
GF 140	180	25	15	70	150 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 2 mA
GF 141	180	25	15	70	150 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 2 mA
GF 142	180	25	15	70	150 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 2 mA
GF 143	180	25	15	70	300 bei $-U_{CE}$ = 6 V; $-I_C$ = 2 mA

Verwendung:

1 = AM-ZF-Verstärker 450 kHz
2 = LW+MW-Mischer
3 = Vor- + Mischstufen bis 8 MHz
4 = FM-ZF-Verstärker 10,7 MHz
5 = UKW-Mischer (100 MHz)
6 = UKW-Vorstufen (100 MHz)
7 = Vorstufen bis 260 MHz
8 = Regelbare Vorstufen bis 260 MHz
9 = HF-Stufen für kleine Leistungen
10 = ZF-Verstärker für TV-Empfänger
11 = Vor-, Misch- und Oszillatorstufen bis 800 MHz

Tabelle 3 (Fortsetzung)

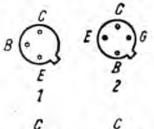
Typ	F dB	Sockel-schal-tung	Verwendung	Her-steller
GF 100	6 ≤ 15 bei $-U_{CE}$ = 6V; I_C = 0,5mA; R_g = 1kΩ	1	1	F
GF 105	11 ≤ 20 bei $-U_{CE}$ = 6V; I_C = 0,5mA; R_g = 1kΩ	1	1; 2	F
GF 120	—	2	1; 2	F
GF 121	—	2	2; 3	F
GF 122	—	2	1; 2; 3; 4	F
GF 129	—	2	1; 2	F
GF 130	—	2	1; 2; 3; 4	F
GF 131	—	2	1; 2; 3; 4; 5	F
GF 132	8 bei $-U_{CE}$ = 6V; $-I_C$ = 1mA; R_g = 70Ω; 100MHz	2	6	F
OC 169	—	3	1; 2; 3	T, V
OC 170	—	3	1; 2; 3; 4	T, V
OC 171	—	3	4; 5; 6	T, V
AF 114(124)	8 bei $-U_{CB}$ = 6V; I_E = 1mA; R_g = 60Ω; 100MHz	3(2)	5; 6	V, S
AF 115(125)	—	3(2)	3; 4; 5	V, S
AF 116(126)	—	3(2)	1; 2; 3	V, S
AF 117(127)	—	3(2)	1; 2	V, S
AF 102	6 bei $-U_{CE}$ = 12V; $-I_C$ = 1mA; R_g = 30Ω; 200MHz	3	6; 7	V
AF 121	4,5 < 6 bei $-U_{CE}$ = 6V; $-I_C$ = 2mA; G_g = 10-j6mS; 100MHz	2	6; 10	V, S
AF 118	—	3	9	V, S
AF 106	5,5 bei $-U_{CB}$ = 12V; $-I_C$ = 1 mA; R_g = 60Ω; 200MHz	4	6; 7	V, S, TFK

AF 109	5,5 bei $-U_{CB}=12V$; $-I_C=1$ mA; $R_g=60\Omega$; 200MHz	4	8	V, S
AF 139	7,5 bei $-U_{CB}=12V$; $-I_E=1{,}5$mA; $R_g=60\Omega$; 800MHz	4	11	V, S, TFK
GF 140	7 bei $-U_{CE}=$ 6V; $-I_C=2$ mA; $R_g=60\Omega$; 100MHz	1	9; 7	F
GF 141	7 bei $-U_{CE}=$ 6V; $-I_C=2$ mA; $R_g=60\Omega$; 100MHz	1	9; 7	F
GF 142	5 bei $-U_{CE}=$ 6V; $-I_C=2$ mA; $R_g=60\Omega$; 100MHz	1	9; 7	F
GF 143	5 bei $-U_{CE}=$ 6V; $-I_C=2$ mA; $R_g=60\Omega$; 100MHz	1	9, 7	F

Hersteller:

F = VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder
T = Tesla, CSSR
V = Valvo, Westdeutschland
S = Siemens, Westdeutschland
TFK = Telefunken, Westdeutschland

Sockelschaltung:



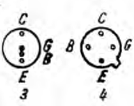


Tabelle 4
Silizium-npn-HF-Transistoren

Typ	P_{totmax}/W bei T_u = 45 °C	T_G = 25 °C	U_{CBOmax} V	U_{CEOmax} V	I_{Cmax} mA	U_{EBO} V	f_T MHz	C_{CBO} pF	Sockel-schal-tung	Her-steller
BSY19 = 2N708	0,26	1,2	40	15	200	5	≧300 bei U_{CE}=10V; I_C=10mA	<6 bei U_{CBO}= 5V	1	I, TFK
BSY20 = 2N706B	0,26	1,2	25	15	50	5	≧300 bei U_{CE}=10V; I_C=10mA	—	1	I, TFK
BSY21 = 2N914	0,26	1,2	40	15	500	5	≧300 bei U_{CE}=10V; I_C=10mA	<6 bei U_{CBO}=10V	1	I, TFK
BSY22 = 2N916	0,26	1,2	45	25	200	5	≧300 bei U_{CE}=10V; I_C=10mA	—	1	I
BSY23 = 2N834	0,26	1,2	40	30	200	5	≧300 bei U_{CE}=10V; I_C=10mA	—	1	I
BSY53 = 2N1613	0,7	3	75	30	500	7	100 bei U_{CE}=10V; I_C=50mA	<25 bei U_{CBO}=10V	1	I
BSY54 = 2N1711	0,7	3	75	30	500	7	150 bei U_{CE}=10V; I_C=50mA	18(<25) bei U_{CBO}=10V	1	I
BFY12	0,7	3	60	40	500	5	≧180 bei U_{CE}=10V; I_C=50mA	4(<8) bei U_{CBO}=10V	1	Si
BFY13	0,7	3	80	60	350	5	≧180 bei U_{CE}=10V; I_C=50mA	4(<8) bei U_{CBO}=10V	1	Si

BSY18 = 2N744	0,3	1,2	20	12	200	5	≧300 bei U_{CE}=10V; I_C=50mA	<5 bei U_{CBO}= 5V	1	Si
BSY34	0,7	3	50	40	600	5	400(>50) bei U_{CE}=10V; I_C=30mA	6(<8) bei U_{CBO}=10V	1	Si
2N2950	—	5	55	55	1000	—	≧250	—	1**)	Mo
MM1613	0,8	3	60	40	1000	5	≧250 bei U_{CE}=10V; I_C=20mA	6 bei U_{CBO}=10V	1	Mo
MM1711	0,8	3	60	30	1000	5	≧250 bei U_{CE}=10V; I_C=20mA	6 bei U_{CBO}=10V	1	Mo
2SC32	0,5	1,5	60	—	80	5	≧280	—	1	NEC
2SC38	0,5	1,5	40	—	80	5	≧230	—	1	NEC
BSY38	0,3	—	20	12	200	5	≧200 bei U_{CB}= 5V; I_C=10mA	5 bei U_{CBO}= 5V	1	V
SF131*) ≈ 2N708	0,25	—	—	10	50	—	200	—	—	F
SF123*)	0,5	—	—	66	100	—	>60	—	1	F

Zeichenerklärung: *) in Entwicklung befindlich
**) Schraubbefestigung

Sockelschaltung: 1 (C, B, E) Kollektor meist mit dem Gehäuse verbunden!

Hersteller:
I = Intermetall, Westdeutschland
TFK = Telefunken, Westdeutschland
Si = Siemens, Westdeutschland
Mo = Motorala, USA
NEC = Nippon Elektric Corporation, Japan
V = Valvo, Westdeutschland
F = VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

6. Zusammenstellung verwendeter Symbole und Abkürzungen

AM	Amplitudenmodulation
B	Basis
B	statische Stromverstärkung in Emitterschaltung
β	dynamische Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung
BFO	Zusatzfrequenzoszillator
C	Kollektor
C	Kapazität
C_a	Abstimmkapazität
C_{CB}	Kollektor-Basis-Kapazität
C_D	Diffusionskapazität
C_H	Halterungskapazität
C_P	Parallelkapazität
D, Di	Diode
Dr	Drossel
E	Emitter
f	Frequenz
f_α, f_{h21b}	Grenzfrequenz der Kurzschlußstromverstärkung in Basisschaltung
f_β, f_{h21e}	Grenzfrequenz der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung
$f_{\beta 1}$	Frequenz für $\beta = 1$
f_{max}	höchste Schwingfrequenz
f_T	Transitgrenzfrequenz (extrapolierte Grenzfrequenz für $\beta = 1$)
f_S	Serienresonanzfrequenz
f_P	Parallelresonanzfrequenz
F	Rauschfaktor
Gg	Generatorinnenleitwert
HF	Hochfrequenz
I	Strom
I_B	Basisstrom
I_C	Kollektorstrom

I_{HF}	hochfrequenter Strom
I_R	Sperrstrom
k	Klirrfaktor
L	Induktivität
L_P	Parallelinduktivität
max	im Index, maximal (Scheitelwert)
NF	Niederfrequenz
P	Leistung
P_c	Kollektorverlustleistung
P_E	Emitterverlustleistung
P_{tot}	Totale —, Gesamtverlustleistung
P_V	Verlustleistung
φ_s	Steilheitsphase
Q	Quarz
r_{bb}	Basisbahnwiderstand
R	Widerstand
R_b	Bahnwiderstand
R_{BE}	Widerstand zwischen Basis und Emitter
R_G	Generatorinnenwiderstand
R_L	Lastwiderstand
R_P	Parallelwiderstand
R_s	Serienwiderstand
S	Schalter
S	Steilheit
T	Transistor
T_a, T_u	Umgebungstemperatur
T_G	Gehäusetemperatur
T_r	Transformator
U	Spannung
U_{Batt}	Batteriespannung
U_B	Betriebsspannung
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{CB}	Kollektor-Basis-Spannung
U_{CBo}	Kollektor-Basis-Spannung bei offenem Emitter
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CEo}	Kollektor-Emitter-Spannung bei offener Basis
U_{CER}	Kollektor-Emitter-Sperrspannung mit einem Widerstand zwischen Basis und Emitter

U_D	Diffusionsspannung
U_R, U_{KA}	Sperrspannung
U_{Mod}	Modulationsspannung
U_{ss}	Spitzenspannung ($\sqrt{2} \cdot U_{eff}$ bei sinusförmiger Spannung)
U_z	Zenerspannung
VFO	frequenzvariabler Oszillator
V_{pb}	Leistungsverstärkung in Basisschaltung
W	Wicklung
Z	Rauschzahl
ZF	Zwischenfrequenz

7. Literaturhinweise

[1] Datenbuch Transistoren 1965. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

[2] U. L. Rohde: Die Berechnung und Dimensionierung von Transistorsendern im UKW-Gebiet. Funktechnik, Heft 2 und 3, 1965

[3] D. Saeger: Die Siliziumdiode OA 910 — ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung. radio und fernsehen, Heft 14, 1964

[4] W. Krüger — DJ1PJ/E. Schmitzer — DJ4BG: Frequenzvervielfachung mit Varaktoren. Österreichische UKW-Berichte, Heft 1 ff., 1963

[5] H. Schimkat — DJ6HS: Variabler Oszillator (VFO) für 2-m-Sender. Österreichische UKW-Berichte, Heft 2, 1964

[6] F. Spillner — DJ2KY: Kalter Thermostat. Österreichische UKW-Berichte, Heft 2, 1964

[7] Telefunken: Handbuch Transistoren 1964/1965

[8] Valvo-Handbuch Halbleiterdioden und Transistoren 1964

[9] Siemens: Halbleiterdatenbuch 1964: „Industrietypen" und „Standardtypen"

[10] Intermetall: Halbleiterbauelemente Ausgabe 1964/3

[11] U. L. Rohde: Transistoren bei höchsten Frequenzen. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde

[12] Valvo: Transistorkompendium Teil II, Empfängerschaltungen

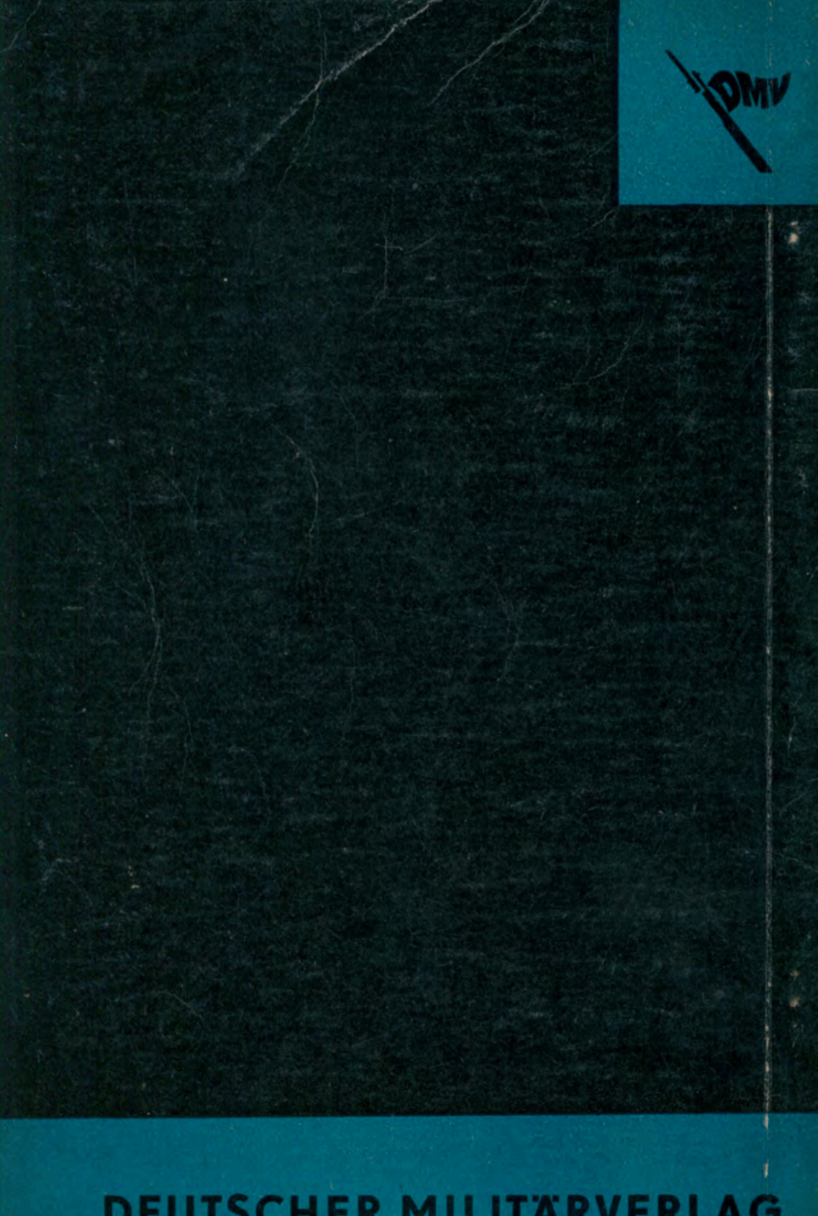
[13] Siemens: Halbleiterschaltbeispiele. Ausgabe 1960 bis 1965

[14] Otto/Müller: Flächentransistoren. VEB Fachbuchverlag, 1960

[15] Dr. M. Falter: Dioden- und Transistortechnik. VEB Verlag Technik, 1958

[16] U. Tarnik: f_T-Messungen an Transistoren. radio und fernsehen, Heft 14, 1965

[17] J. Klimroth: 2-m-Empfänger mit Transistoren. funkamateur, Heft 1 und 2, 1965
[18] P. Sir — OK1AIY: Transistorempfänger für 2 m. Amatérské Radio, Heft 11, 1963
[19] H. Kuhnt: 145-MHz-Kleinstation mit Transistoren. funkamateur, Heft 3 bis 6, 1965



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG